

**Dated:** \_\_\_\_\_

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Confirmation No.:

Art Unit: N/A

Examiner: Not Yet Assigned

## CLAIM FOR PRIORITY AND SUBMISSION OF DOCUMENTS

Dear Sir:

Date \_\_\_\_\_

February 3, 2003

Respectfully submitted,

By

Joseph R. Robinson / *Loose Detention*

Registration No.: 33,448 *147,522*

DARBY & DARBY P.C.

P.O. Box 5257

New York, New York 10150-5257

(212) 527-7700

(212) 753-6237 (Fax)

Attorneys/Agents For Applicant

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日  
Date of Application:

2003年 2月 3日

出願番号  
Application Number:

特願2003-026178

[ST.10/C]:

[JP2003-026178]

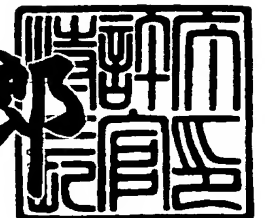
出願人  
Applicant(s):

SMK株式会社

2003年 5月16日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3036275

【書類名】 特許願

【整理番号】 P21213S-2

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02M 3/338

【発明者】

    【住所又は居所】 富山県婦負郡八尾町保内1-1 SMK株式会社 富山事業所内

    【氏名】 飴井 俊裕

【特許出願人】

    【識別番号】 000102500

    【住所又は居所】 東京都品川区戸越6丁目5番5号

    【氏名又は名称】 SMK株式会社

【代理人】

    【識別番号】 100095636

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 早崎 修

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 036157

    【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

    【物件名】 明細書 1

    【物件名】 図面 1

    【物件名】 要約書 1

    【包括委任状番号】 9100627

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 スイッチング電源回路の定電流出力制御方法と定電流出力制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】 一次巻線（2a）と二次出力巻線（2b）を有するトランス（2）と、

一次巻線（2a）を励磁する直流電源（1）に、一次巻線（2a）と直列に接続された発振用スイッチ素子（3）と、

発振用スイッチ素子（3）をオンオフ制御するスイッチ制御回路（5）と、

二次出力巻線（2b）の出力を整流平滑化する整流平滑化回路（4、13）とを備えたスイッチング電源回路の発振用スイッチ素子（3）のオンオフ時間を変化させ、整流平滑化回路（4、13）の出力電流  $I_{2o}$  を定電流制御する定電流出力制御方法であって、

定電流制御しようとする整流平滑化回路（4、13）の設定出力電流を  $I_{2o\_set}$ 、一次巻線（2a）の巻数を  $N_p$ 、二次出力巻線（2b）の巻数を  $N_s$ 、一発振周期  $T$  内で一次巻線（2a）を励磁する発振用スイッチ素子（3）のオン時間を固定時間である  $T_1$ 、オン時間  $T_1$  終了時に一次巻線（2a）に流れる基準ピーク電流を  $I_{p\_ref}$ 、整流平滑化回路（4、13）の出力に表れる出力時間を  $T_2$  とし、

$$T_3 = T_2 \times (N_p + N_s \times I_{p\_ref} \div 2 \div I_{2o\_set} - 1) - T_1 \dots (1) \text{式}$$

とからオフ調整時間  $T_3$  を求め、

発振用スイッチ素子（3）の一発振周期  $T$  内のオフ時間を、出力時間  $T_2$  とオフ調整時間  $T_3$  との和とし、整流平滑化回路（4、13）の出力電流  $I_{2o}$  を設定出力電流  $I_{2o\_set}$  とすることを特徴とするスイッチング電源回路の定電流出力制御方法。

【請求項2】 一次巻線（2a）と二次出力巻線（2b）を有するトランス（2）と、

一次巻線（2a）を励磁する直流電源（1）に、一次巻線（2a）と直列に接

続された発振用スイッチ素子（３）と、

発振用スイッチ素子（３）を固定発振周期 $T_c$ でオンオフ制御するスイッチ制御回路（５）と、

二次出力巻線（２ｂ）の出力を整流平滑化する整流平滑化回路（４、１３）とを備えたスイッチング電源回路の発振用スイッチ素子（３）のオンオフ時間を変化させ、整流平滑化回路（４、１３）の出力電流 $I_{2o}$ を定電流制御する定電流出力制御方法であって、

整流平滑化回路（４、１３）に出力が表れる出力時間 $T_2$ を検出し、

固定発振周期を $T_c$ 、定電流制御しようとする整流平滑化回路（４、１３）の設定出力電流を $I_{2o\text{set}}$ 、一次巻線（２ａ）の巻数を $N_p$ 、二次出力巻線（２ｂ）の巻数を $N_s$ としたときに、

$$I_{p\text{set}} = 2 \times N_s \div N_p \times I_{2o\text{set}} \times T_c \div T_2 \cdots (2) \text{式}$$

から求めた設定電流 $I_{p\text{set}}$ に、一次巻線（２ａ）に流れる電流 $I_p$ が達した際に、発振用スイッチ素子（３）のオン制御を停止し、オン時間 $T_1$ を調整し、整流平滑化回路（４、１３）の出力電流 $I_{2o}$ を設定出力電流 $I_{2o\text{set}}$ とすることを特徴とするスイッチング電源回路の定電流出力制御方法。

【請求項３】 整流平滑化回路（４、１３）に出力が表れる出力時間 $T_2$ を、一次巻線（２ａ）にフライバック電圧が発生してから最初の極性反転時までの時間より検出することを特徴とする請求項１又は２に記載のスイッチング電源回路の定電流出力制御方法。

【請求項４】 整流平滑化回路（４、１３）に出力が表れる出力時間 $T_2$ を、トランス（２）の副巻線（２ｃ）にフライバック電圧が発生してから最初の極性反転時までの時間より検出することを特徴とする請求項１又は２に記載のスイッチング電源回路の定電流出力制御方法。

【請求項５】 一次巻線（２ａ）と二次出力巻線（２ｂ）を有するトランス（２）と、

一次巻線（２ａ）を励磁する直流電源（１）に、一次巻線（２ａ）と直列に接続された発振用スイッチ素子（３）と、

二次出力巻線（２ｂ）の出力を整流平滑化する整流平滑化回路（４、１３）とを備え、

スイッチング電源回路の発振用スイッチ素子（３）のオンオフ時間を変化させ、整流平滑化回路（４、１３）の出力電流  $I_{2o}$  を定電流制御する定電流出力制御装置であって、

発振用スイッチ素子（３）をオン制御した後、一次巻線（２ａ）に流れる一次巻線電流  $I_p$  を検出し、一次巻線電流  $I_p$  が予め設定した基準ピーク電流  $I_{p_{ref}}$  に達したときにオフ制御するスイッチ制御回路（８）と、

発振用スイッチ素子（３）のオン時間  $T_1$  を検出するオン時間検出部（９３）と、

整流平滑化回路（４、１３）に出力が表れる出力時間  $T_2$  を検出する出力時間検出部（８３）と、

定電流制御しようとする整流平滑化回路（４、１３）の設定出力電流を  $I_{2o_{set}}$ 、一次巻線（２ａ）の巻数を  $N_p$ 、二次出力巻線（２ｂ）の巻数を  $N_s$  としたときに、

基準ピーク電流  $I_{p_{ref}}$  と、オン時間検出部で検出したオン時間  $T_1$  と、出力時間検出部（８３）で検出した出力時間  $T_2$  と、

$$T_3 = T_2 \times (N_p \div N_s \times I_{p_{ref}} \div 2 \div I_{2o_{set}} - 1) - T_1 \dots (1) \text{式}$$

とから、オフ調整時間  $T_3$  を求める調整時間算出回路（９７）とを備え、

スイッチ制御回路（７）は、出力時間  $T_2$  とオフ調整時間  $T_3$  との和からなる一発振周期  $T$  内のオフ時間経過後に、発振用スイッチ素子（３）をオン制御し、整流平滑化回路（４、１３）の出力電流  $I_{2o}$  を設定出力電流  $I_{2o_{set}}$  とすることを特徴とするスイッチング電源回路の定電流出力制御装置。

【請求項６】 一次巻線（２ａ）と二次出力巻線（２ｂ）を有するトランス（２）と、

一次巻線（２ａ）を励磁する直流電源（１）に、一次巻線（２ａ）と直列に接続された発振用スイッチ素子（３）と、

発振用スイッチ素子（３）を固定発振周期  $T_c$  でオンオフ制御するスイッチ制

御回路（7）と、

二次出力巻線（2b）の出力を整流平滑化する整流平滑化回路（4、13）とを備え、

スイッチング電源回路の発振用スイッチ素子（3）のオンオフ時間を変化させ、整流平滑化回路（4、13）の出力電流  $I_{2o}$  を定電流制御する定電流出力制御装置であって、

一次巻線（2a）に流れる電流  $I_p$  を検出する一次側電流検出部（14）と、発振周期  $T$  内で整流平滑化回路（4、13）に出力が表れる出力時間  $T_2$  を検出する出力時間検出部（83）と、

固定発振周期を  $T_c$ 、定電流制御しようとする整流平滑化回路（4、13）の設定出力電流を  $I_{2o\text{set}}$ 、一次巻線（2a）の巻数を  $N_p$ 、二次出力巻線（2b）の巻数を  $N_s$  としたときに、

出力時間検出部（83）で検出した出力時間  $T_2$  と、

$$I_{p\text{set}} = 2 \times N_s \div N_p \times I_{2o\text{set}} \times T_c \div T_2 \cdots (2) \text{ 式}$$

とから設定電流  $I_{p\text{set}}$  を求める設定値算出回路（74）と、

一次巻線（2a）に流れる電流  $I_p$  と設定電流  $I_{p\text{set}}$  を比較する電流比較回路（88）とを備え、

スイッチ制御回路（7）は、電流  $I_p$  が設定電流  $I_{p\text{set}}$  に達した際に、発振用スイッチ素子（3）のオン制御を停止し、オン時間  $T_1$  を調整して、整流平滑化回路（4、13）の出力電流  $I_{2o}$  を設定出力電流  $I_{2o\text{set}}$  とすることを特徴とするスイッチング電源回路の定電流出力制御装置。

【請求項7】 一次巻線（2a）の電圧  $V_{2a}$  を監視し、フライバック電圧が発生してから最初の極性反転時までの時間を検出する一次巻線電圧監視回路（83）を備え、

一次巻線（2a）にフライバック電圧が発生してから最初の極性反転時までの時間を、出力時間  $T_2$  とすることを特徴とする請求項5又は6に記載のスイッチング電源回路の定電流出力制御装置。

【請求項8】 トランス（2）の一次側に更に設けられた副巻き線（2c）

と、

副巻き線 (2c) の電圧  $V_{2c}$  を監視し、フライバック電圧が発生してから最初の極性反転時までの時間を検出する副巻き線電圧監視回路を備え、

副巻き線 (2c) にフライバック電圧が発生してから最初の極性反転時までの時間を、出力時間  $T_2$  とすることを特徴とする請求項 5 又は 6 に記載のスイッチング電源回路の定電流出力制御装置。

【請求項 9】 出力時間  $T_2$  が経過した後、発振用スイッチ素子 (3) をオフ制御しているオフ経過時間  $T_3'$  を計測する経過時間計測部 (92) と、

出力時間  $T_2$  に  $(N_p \div N_s \times I_{p\_ref} \div 2 \div I_{2\_offset} - 1)$  を乗じて比較時間  $T_{2\_ref}$  とする演算部 (91) と、

オン時間検出部 (93) で検出したオン時間  $T_1$  と、経過時間計測部 (92) で計測したオフ経過時間  $T_3'$  と、演算部 (91) で算出した比較時間  $T_{2\_ref}$  に、それぞれ等しい定数を乗じて電圧換算した  $V_{T1}$ 、 $V_{T3'}$  及び  $V_{T_{2\_ref}}$  とし、

$V_{T3'}$  と  $V_{T1}$  の和を、 $V_{T_{2\_ref}}$  と比較するオフ時間比較回路 (97) とを備え、

$V_{T3'}$  と  $V_{T1}$  の和が  $V_{T_{2\_ref}}$  を越えたときに発振用スイッチ素子 (3) をオン制御することを特徴とする請求項 5 に記載のスイッチング電源回路の定電流出力制御装置。

【請求項 10】 スイッチ制御回路 (8) は、 $I_{p\_ref}$  に達する一次巻線電流  $I_p$  を検出した後、発振用スイッチ素子 (3) がオン動作を停止するまでの時間差を  $\delta t$ 、直流電源 (1) の電源電圧を  $V_{cc}$ 、一次巻線 (2a) のインダクタンスを  $L_p$  とし、

$$I_{p'} = I_p + \delta t \times V_{cc} + L_p \cdots (3) \text{ 式}$$

から求めた  $I_{p'}$  が、基準ピーク電流  $I_{p\_ref}$  に達したときに、発振用スイッチ素子 (3) をオフ制御することを特徴とする請求項 5 又は請求項 9 に記載のスイッチング電源回路の定電流出力制御装置。

【請求項 11】 一次側電流検出部は、一次巻線 (2a) に直列に接続され



た抵抗値  $r_{ip}$  の  $I_p$  検出抵抗 (22) による電圧降下  $V_{ip}$  から電流  $I_p$  を検出し、

電流比較回路は、電圧降下  $V_{ip}$  と、設定電流  $I_{pset}$  に抵抗値  $r_{ip}$  を乗じた設定電位  $V_{iset}$  を比較し、電流  $I_p$  と設定電流  $I_{pset}$  を比較することを特徴とする請求項 6 に記載のスイッチング電源回路の定電流出力制御装置。

【請求項 12】 一次側電流検出部が  $I_{pset}$  に達する一次巻線電流  $I_p$  を検出した後、発振用スイッチ素子 (3) がオン動作を停止するまでの時間差を  $\delta t$ 、直流電源 (1) の電源電圧を  $V_{cc}$ 、一次巻線 (2a) のインダクタンスを  $L_p$  とし、

$$I_p' = I_p + \delta t \times V_{cc} \div L_p \cdots (3) \text{ 式}$$

から求めた  $I_p'$  を、設定電流  $I_{pset}$  と比較する電流  $I_p$  とすることを特徴とする請求項 6 又は請求項 11 に記載のスイッチング電源回路の定電流出力制御装置。

# 【発明の詳細な説明】

【0001】

## 【発明の属する技術分野】

本発明は、スイッチング電源回路のトランスの二次側から出力される出力電流を定電流制御する定電流出力制御方法と出力制御装置に関する。

【0002】

## 【従来の技術】

スイッチング電源回路は、トランスの一次巻線に励磁電流を流し、トランスに蓄積されるエネルギーを二次出力巻線の出力として放出するもので、安定化電源として小型、軽量、高効率であることから、バッテリーチャージャーや AC アダプタなどの電源回路に用いられている。

【0003】

従来この種のスイッチング電源回路は、二次側の整流平滑化回路の出力に、過大な出力電力が生じないように、整流平滑化回路の出力電圧や電流を監視し、その監視結果をフォトカプラー等の絶縁された信号伝達素子を用いて一次側へ伝達

している。一次側では、その伝達信号から発振用スイッチ素子をオン、オフ制御し、一次巻線に流れる励磁電流のオン時間（励磁時間）とオフ時間を制御することで出力電流を定電流制御している（例えば、特許文献1参照）。

【0004】

【特許文献1】

特開2002-136116号公報

【0005】

以下、この従来のスイッチング電源回路100による定電流制御を、図7の回路図で説明する。

【0006】

1は、高圧側端子1aと、低圧側端子1bからなる不安定な直流電源で、2は、一次巻線2aと、二次出力巻線2bとからなるトランス、3は、電界効果トランジスタで構成された発振用スイッチ素子、22は、一次巻線2aに流れる一次巻線電流 $I_p$ を検出するための $I_p$ 検出抵抗である。発振用スイッチ素子3は、一次巻線2aの一端と、 $I_p$ 検出抵抗22を介した低圧側端子1bとの間に接続され、ゲートに接続されたスイッチ制御回路101により所定の周期でオンオフ制御され、回路100全体が発振する。

【0007】

トランス2の二次側出力に示される4と13は、それぞれ、整流平滑化回路を構成する整流用ダイオードと平滑コンデンサであり、二次出力巻線2bの出力を整流平滑化して、高圧側出力線20aと低圧側出力線20b間に出力する。

【0008】

出力線20a、20b間には、その出力電圧と出力電流を監視し、いずれかが所定の基準電圧若しくは基準電流を越えた際に、図中のフォトカプラ発光素子35aを発光させる電圧監視回路と電流監視回路からなる出力監視回路が設けられている。

【0009】

電圧監視回路は、高圧側出力線20aと低圧側出力線20bとの間に、分圧抵抗30、31が直列に接続され、その中間タップ32から出力電圧の分圧を得て

、誤差増幅器 33a の反転入力端子に入力している。また、誤差増幅器 33a の非反転入力端子と低圧側出力線 20b の間には、電圧監視用基準電源 34a が接続され、非反転入力端子に、出力電圧の分圧と比較するための第 1 比較電圧を入力している。基準電圧は、分圧抵抗 30、31 の抵抗値、若しくは電圧監視用基準電源 34a の第 1 比較電圧を変更することによって、任意の値に設定する。

## 【0010】

誤差増幅器 33a の出力側には、フォトカプラ発光素子 35a が接続され、フォトカプラ発光素子 35a は、電気抵抗 36 を介して高圧側出力線 20a に接続し、駆動電源の供給を受けている。

## 【0011】

また、電流監視回路は、低圧側出力線 20b に電流検出用抵抗 43 を介在させ、電流検出用抵抗 43 の一端を誤差増幅器 33b の反転入力端子に、他端を電流監視用基準電源 34b を介して非反転入力端子に入力している。

## 【0012】

これによって、低圧側出力線 20b に流れる出力電流は、電流検出用抵抗 43 の両端の電位差で表され、誤差増幅器 33b で電流監視用基準電源 34b の第 2 比較電圧と比較して、所定の基準電流を越えたかどうかを判定できる。基準電流は、電流検出用抵抗 43 の抵抗値、若しくは電流監視用基準電源 34b の第 2 比較電圧を変更することによって、任意の値に設定する。

## 【0013】

誤差増幅器 33b の出力側は、出力電圧を監視する誤差増幅器 33a の出力側とフォトカプラ発光素子 35a との接続点に接続されている。

## 【0014】

尚、直列に接続された抵抗 37a とコンデンサ 38a、及び、抵抗 37b とコンデンサ 38b は、それぞれ誤差増幅器 33a 及び誤差増幅器 33b を安定動作させるための交流負帰還素子である。

## 【0015】

トランス 2 の一次側には、フォトカプラ発光素子 35a とフォトカップルするフォトカプラ受光素子 35b が、スイッチ制御素子 101 と直流電源 1 の低圧端

子 1 b 間に接続されている。

【0016】

スイッチ制御回路 101 は、フォトトランジスタで構成されたフォトカプラ受光素子 35 b のコレクタ電流に応じて可変電圧を出力する可変型基準電源 101 a と、コンパレータ 101 b と、発振器 101 c と、AND ゲート 101 d を内蔵している。

【0017】

コンパレータ 101 b の反転入力は、発振用スイッチ素子 3 と  $I_p$  検出抵抗 22 との接続点に接続し、非反転入力は、可変型基準電源 101 a に接続し、これによって、 $I_p$  検出抵抗 22 で電圧換算された一次巻線 2 a に流れる電流  $I_p$  と可変基準電源 101 a を介してフォトカプラ受光素子 35 b がフォトカプラ発光素子 35 a から受けるリミット信号の受光量とを比較している。

【0018】

コンパレータ 101 b の出力は、発振器 101 c の出力とともに AND ゲート 101 d に入力され、AND ゲート 101 d の出力は、発振用スイッチ素子 3 のゲートに接続している。

【0019】

このように構成されたスイッチング電源回路 100 の動作は、可変型基準電源 101 a がフォトカプラ発光素子 35 a からコレクタ電流を受けない状態、つまり出力が安定している通常の動作状態では、可変型基準電源 101 a から所定値に設定された基準電圧  $V_{set}$  をコンパレータ 101 b の非反転入力へ出力する。

【0020】

一方、コンパレータ 101 b の反転入力には、一次巻線 2 a に流れる電流  $I_p$  を表す  $I_p$  検出抵抗 22 の電圧が入力され、発振用スイッチ素子 3 がターンオンした後、時間とともに上昇する一次巻線電流  $I_p$  と比較される。従って、コンパレータ 101 b は、一次巻線電流  $I_p$  を表す電圧が基準電圧  $V_{set}$  に達するまで「H」を出力し、基準電圧  $V_{set}$  を越えると「L」を出力する。

【0021】

発振器101cは、スイッチング電源回路100の発振周期Tに一致するクロックパルスを出し、ANDゲート101dへ出力し、その結果、ANDゲート101dは、クロックパルスが「H」であり、コンパレータ101bの出力が「H」、つまり一次巻線電流 $I_p$ を表す電圧が基準電圧 $V_{set}$ に達するまでの間、「H」を出力し、発振用スイッチ素子3をオン制御する。

## 【0022】

これに対し、高圧側出力線20aと低圧側出力線20b間に接続された負荷によって、出力電流が基準電流を越えて上昇すると、誤差増幅器33bの反転入力端子に入力される電圧が上昇し、第2比較電圧との電位差が反転増幅され、フォトカプラ発光素子35aの発光しきい値を越える電位となる。

## 【0023】

また、高圧側出力線20aと低圧側出力線20b間に接続された負荷によって、出力電圧が基準電圧を越えて上昇した場合も、誤差増幅器33aの反転入力端子に入力される分圧も上昇し、第1比較電圧との電位差が反転増幅され、フォトカプラ発光素子35aの発光しきい値を越える電位となる。

## 【0024】

その結果、出力電圧若しくは出力電流のいずれかが基準電圧若しくは基準電流を越えると、その超えた量に応じてフォトカプラ発光素子35aが発光量のリミット信号をフォトカプラ受光素子35bへ発光する。

## 【0025】

フォトカプラ受光素子35bが、フォトカプラ発光素子35aからのリミット信号を受光すると、その受光量の増加に応じて、可変型基準電源101aの出力電圧が基準電圧 $V_{set}$ から低下し、コンパレータ101bの出力は、基準電圧 $V_{set}$ を出力していた通常動作に比べて、早く「L」に転じる。

## 【0026】

これにより、発振用スイッチ素子3をオン制御し、一次巻線2aを励磁する時間 $T_1$ が短縮され、一周期内でトランス2に蓄積されるエネルギーが低下するので、基準電圧若しくは基準電流を越えていた出力電圧若しくは出力電流は、自然に減少し、基準電圧若しくは基準電流以下となる。

## 【0027】

その結果、フォトカプラ発光素子35aは発光を停止し、フォトカプラ受光素子35bがリミット信号を受光しなくなるので、発振用スイッチング素子3は、再び基準電圧 $V_{set}$ で制御される発振を繰り返し、負荷の電力に応じた安定した出力が得られる。

## 【0028】

## 【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、この従来のスイッチング電源回路100の定電流出力制御方法は、定電流に制御するために、電流監視回路に、電流検出用抵抗43、電流監視用基準電源34bを、スイッチ制御回路101に、基準電圧 $V_{set}$ を出力する可変型基準電源101aを、一次巻線2aと直列に $I_p$ 検出抵抗22をそれぞれ設けているが、これらの回路素子の回路定数のばらつきや、スイッチ制御回路101を集積回路としたときの集積回路自体のばらつきにより、高精度な定電流出力特性を有する製品を安定かつ容易に量産できないという問題があった。

## 【0029】

また、スイッチング電源回路に要求される出力電流特性が異なると、上記各回路定数などをその都度設定したり、回路部品を交換する必要があり、余分な設計時間と回路部品調整時間が増加し、コスト上昇の原因となっていた。

## 【0030】

更に、トランス2の二次側に、出力電流検出回路を設けるために、回路部品数が増加し、回路全体が大型化する原因ともなっていた。

## 【0031】

更に、トランス2の二次側の出力電流検出回路で検出した出力電流の増加を、一次側の制御で修正するために、フォトカプラ発光素子35a、フォトカプラ受光素子35b等の光結合素子を設ける必要があり、コスト上昇とともに回路構成が複雑となっていた。

## 【0032】

本発明はこのような問題点に鑑みてなされたもので、使用する回路素子や集積回路にばらつきがあっても、高精度に出力電流を定電流制御可能なスイッチング

電源回路の定電流出力制御方法とその装置を提供することを目的とする。

【0033】

また、同一の回路部品で出力電流の仕様が異なるスイッチング電源回路を量産できるスイッチング電源回路の定電流出力制御方法とその装置を提供することを目的とする。

【0034】

また、トランスの二次側の出力電流検出回路や光結合素子を設けない一次側の回路のみで、出力電流を定電流制御するスイッチング電源回路の定電流出力制御方法とその装置を提供することを目的とする。

【0035】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するため、請求項1のスイッチング電源回路の定電流出力制御方法は、一次巻線と二次出力巻線を有するトランスと、一次巻線を励磁する直流電源に、一次巻線と直列に接続された発振用スイッチ素子と、発振用スイッチ素子をオンオフ制御するスイッチ制御回路と、二次出力巻線の出力を整流平滑化する整流平滑化回路とを備えたスイッチング電源回路の発振用スイッチ素子のオンオフ時間を変化させ、整流平滑化回路の出力電流  $I_{2o}$  を定電流制御する定電流出力制御方法であって、

定電流制御しようとする整流平滑化回路の設定出力電流を  $I_{2o\text{set}}$ 、一次巻線の巻数を  $N_p$ 、二次出力巻線の巻数を  $N_s$ 、一発振周期  $T$  内で一次巻線を励磁する発振用スイッチ素子のオン時間を固定時間である  $T_1$ 、オン時間  $T_1$  終了時に一次巻線に流れる基準ピーク電流を  $I_{p\text{ref}}$ 、整流平滑化回路の出力に表れる出力時間を  $T_2$  とし、

$$T_3 = T_2 \times (N_p + N_s \times I_{p\text{ref}} + 2 + I_{2o\text{set}} - 1) - T_1 \dots (1) \text{式}$$

とからオフ調整時間  $T_3$  を求め、

発振用スイッチ素子の一発振周期内のオフ時間を、出力時間  $T_2$  とオフ調整時間  $T_3$  との和とし、整流平滑化回路の出力電流  $I_{2o}$  を設定出力電流  $I_{2o\text{set}}$  とすることを特徴とする。

## 【0036】

請求項2のスイッチング電源回路の定電流出力制御方法は、一次巻線と二次出力巻線を有するトランスと、一次巻線を励磁する直流電源に、一次巻線と直列に接続された発振用スイッチ素子と、発振用スイッチ素子を固定発振周期 $T_c$ でオンオフ制御するスイッチ制御回路と、二次出力巻線の出力を整流平滑化する整流平滑化回路とを備えたスイッチング電源回路の発振用スイッチ素子のオンオフ時間を変化させ、整流平滑化回路の出力電流 $I_{2o}$ を定電流制御する定電流出力制御方法であって、

整流平滑化回路に出力が表れる出力時間 $T_2$ を検出し、固定発振周期を $T_c$ 、定電流制御しようとする整流平滑化回路の設定出力電流を $I_{2o\text{set}}$ 、一次巻線の巻数を $N_p$ 、二次出力巻線の巻数を $N_s$ としたときに、

$$I_{p\text{set}} = 2 \times N_s \div N_p \times I_{2o\text{set}} \times T_c \div T_2 \cdots (2) \text{式}$$

から求めた設定電流 $I_{p\text{set}}$ に、一次巻線に流れる電流 $I_p$ が達した際に、発振用スイッチ素子のオン制御を停止し、オン時間 $T_1$ を調整し、整流平滑化回路の出力電流 $I_{2o}$ を設定出力電流 $I_{2o\text{set}}$ とすることを特徴とする。

## 【0037】

請求項3のスイッチング電源回路の定電流出力制御方法は、整流平滑化回路に出力が表れる出力時間 $T_2$ を、一次巻線にフライバック電圧が発生してから最初の極性反転時までの時間より検出することを特徴とする。

## 【0038】

請求項4のスイッチング電源回路の定電流出力制御方法は、整流平滑化回路に出力が表れる出力時間 $T_2$ を、トランスの副巻き線にフライバック電圧が発生してから最初の極性反転時までの時間より検出することを特徴とする。

## 【0039】

請求項5のスイッチング電源回路の定電流出力制御装置は、一次巻線と二次出力巻線を有するトランスと、一次巻線を励磁する直流電源に、一次巻線と直列に接続された発振用スイッチ素子と、二次出力巻線の出力を整流平滑化する整流平滑化回路とを備え、スイッチング電源回路の発振用スイッチ素子のオンオフ時間



を変化させ、整流平滑化回路の出力電流  $I_{2o}$  を定電流制御する定電流出力制御装置であって、

発振用スイッチ素子をオン制御した後、一次巻線に流れる一次巻線電流  $I_p$  を検出し、一次巻線電流  $I_p$  が予め設定した基準ピーク電流  $I_{p\text{ref}}$  に達したときにオフ制御するスイッチ制御回路と、発振用スイッチ素子のオン時間  $T_1$  を検出するオン時間検出部と、整流平滑化回路に出力が表れる出力時間  $T_2$  を検出する出力時間検出部と、

定電流制御しようとする整流平滑化回路の設定出力電流を  $I_{2o\text{set}}$ 、一次巻線の巻数を  $N_p$ 、二次出力巻線の巻数を  $N_s$  としたときに、

基準ピーク電流  $I_{p\text{ref}}$  と、オン時間検出部で検出したオン時間  $T_1$  と、出力時間検出部で検出した出力時間  $T_2$  と、

$$T_3 = T_2 \times (N_p \div N_s \times I_{p\text{ref}} \div 2 \div I_{2o\text{set}} - 1) - T_1 \cdots (1) \text{式}$$

とから、オフ調整時間  $T_3$  を求める調整時間算出回路とを備え、

スイッチ制御回路は、出力時間  $T_2$  とオフ調整時間  $T_3$  との和からなる一発振周期  $T$  内のオフ時間経過後に、発振用スイッチ素子をオン制御し、整流平滑化回路の出力電流  $I_{2o}$  を設定出力電流  $I_{2o\text{set}}$  とすることを特徴とする。

【0040】

請求項6のスイッチング電源回路の定電流出力制御装置は、一次巻線と二次出力巻線を有するトランスと、一次巻線を励磁する直流電源に、一次巻線と直列に接続された発振用スイッチ素子と、発振用スイッチ素子を固定発振周期  $T_c$  でオンオフ制御するスイッチ制御回路と、二次出力巻線の出力を整流平滑化する整流平滑化回路とを備え、スイッチング電源回路の発振用スイッチ素子のオンオフ時間を変化させ、整流平滑化回路の出力電流  $I_{2o}$  を定電流制御する定電流出力制御装置であって、

一次巻線に流れる電流  $I_p$  を検出する一次側電流検出部と、発振周期  $T$  内で整流平滑化回路に出力が表れる出力時間  $T_2$  を検出する出力時間検出部と、固定発振周期を  $T_c$ 、定電流制御しようとする整流平滑化回路の設定出力電流を  $I_{2o\text{set}}$ 、一次巻線の巻数を  $N_p$ 、二次出力巻線の巻数を  $N_s$  としたときに、

出力時間検出部で検出した出力時間  $T_2$  と、

$$I_{p\_set} = 2 \times N_s \div N_p \times I_{2o\_set} \times T_c \div T_2 \cdots (2) \text{ 式}$$

とから設定電流  $I_{p\_set}$  を求める設定値算出回路と、一次巻線に流れる電流  $I_p$  と設定電流  $I_{p\_set}$  を比較する電流比較回路とを備え、スイッチ制御回路は、電流  $I_p$  が設定電流  $I_{p\_set}$  に達した際に、発振用スイッチ素子のオン制御を停止し、オン時間  $T_1$  を調整して、整流平滑化回路の出力電流  $I_{2o}$  を設定出力電流  $I_{2o\_set}$  とすることを特徴とする。

【0041】

請求項7のスイッチング電源回路の定電流出力制御装置は、一次巻線の電圧  $V_{2a}$  を監視し、フライバック電圧が発生してから最初の極性反転時までの時間を検出する一次巻線電圧監視回路を備え、一次巻線にフライバック電圧が発生してから最初の極性反転時までの時間を、出力時間  $T_2$  とすることを特徴とする。

【0042】

請求項8のスイッチング電源回路の定電流出力制御装置は、トランスの一次側に更に設けられた副巻き線と、副巻き線の電圧  $V_{2c}$  を監視し、フライバック電圧が発生してから最初の極性反転時までの時間を検出する副巻き線電圧監視回路を備え、副巻き線にフライバック電圧が発生してから最初の極性反転時までの時間を、出力時間  $T_2$  とすることを特徴とする。

【0043】

請求項9のスイッチング電源回路の定電流出力制御装置は、出力時間  $T_2$  が経過した後、スイッチ素子をオフ制御しているオフ経過時間  $T_3'$  を計測する経過時間計測部と、出力時間  $T_2$  に  $(N_p \div N_s \times I_{p\_ref} \div 2 \div I_{2o\_set} - 1)$  を乗じて比較時間  $T_{2\_ref}$  とする演算部と、オン時間検出部で検出したオン時間  $T_1$  と、経過時間計測部で計測したオフ経過時間  $T_3'$  と、演算部で算出した比較時間  $T_{2\_ref}$  に、それぞれ等しい定数を乗じて電圧換算した  $V_{T1}$ 、 $V_{T3'}$  及び  $V_{T2\_ref}$  とし、 $V_{T3'}$  と  $V_{T1}$  の和を、 $V_{T2\_ref}$  を比較するオフ時間比較回路とを備え、 $V_{T3'}$  と  $V_{T1}$  の和が  $V_{T2\_ref}$  を越えたときに発振用スイッチ素子をオン制御することを特徴とする。

## 【0044】

請求項10のスイッチング電源回路の定電流出力制御装置は、スイッチ制御回路が、 $I_{p\_ref}$ に達する一次巻線電流 $I_p$ を検出した後、発振用スイッチ素子がオン動作を停止するまでの時間差を $\delta t$ 、直流電源の電源電圧を $V_{cc}$ 、一次巻線のインダクタンスを $L_p$ とし、

$$I_{p'} = I_p + \delta t \times V_{cc} \div L_p \cdots (3) \text{ 式}$$

から求めた $I_{p'}$ が、基準ピーク電流 $I_{p\_ref}$ に達したときに、発振用スイッチ素子をオフ制御することを特徴とする。

## 【0045】

請求項11のスイッチング電源回路の定電流出力制御装置は、一次側電流検出部が、一次巻線に直列に接続された抵抗値 $r_{ip}$ の $I_p$ 検出抵抗による電圧降下 $V_{ip}$ から電流 $I_p$ を検出し、

電流比較回路が、電圧降下 $V_{ip}$ と、設定電流 $I_{p\_set}$ に抵抗値 $r_{ip}$ を乗じた設定電位 $V_{i\_set}$ を比較し、電流 $I_p$ と設定電流 $I_{p\_set}$ を比較することを特徴とする。

## 【0046】

請求項12のスイッチング電源回路の定電流出力制御装置は、一次側電流検出部が $I_{p\_set}$ に達する一次巻線電流 $I_p$ を検出した後、発振用スイッチ素子がオン動作を停止するまでの時間差を $\delta t$ 、直流電源の電源電圧を $V_{cc}$ 、一次巻線のインダクタンスを $L_p$ とし、

$$I_{p'} = I_p + \delta t \times V_{cc} \div L_p \cdots (3) \text{ 式}$$

から求めた $I_{p'}$ を、設定電流 $I_{p\_set}$ と比較する電流 $I_p$ とすることを特徴とする。

## 【0047】

請求項1と請求項5の発明では、一発振周期 $T$ 内での整流平滑化回路に出力が表れる出力時間 $T_2$ を検出し、(1)式に代入すれば、(1)式から整流平滑化回路の出力電流 $I_{2o}$ を設定出力電流 $I_{2o\_set}$ とするオフ調整時間 $T_3$ が得

られる。

【0048】

一発振周期 $T$ 内のオフ時間が、出力時間 $T_2$ とオフ調整時間 $T_3$ との和となるように調整すると、その周期での出力電流 $I_{2o}$ は設定出力電流 $I_{2oset}$ に等しく、設定した出力電流に定電流制御することができる。

【0049】

各回路素子の回路定数にばらつきがあっても、出力時間 $T_2$ が変化するだけであり、変化する出力時間 $T_2$ を求めてから定電流制御する為のオフ調整時間 $T_3$ を得る定電流制御には影響しない。

【0050】

また、(1)式の各回路定数を求めておけば、設定出力電流 $I_{2oset}$ を数値変更するだけで、同一構成のスイッチング電源回路で異なる出力電流の定電流制御ができる。

【0051】

請求項2と請求項6の発明では、固定発振周期 $T_c$ 内の整流平滑化回路に出力が表れる出力時間 $T_2$ を検出し、(2)式に代入すれば、(2)式から整流平滑化回路の出力電流 $I_{2o}$ を設定出力電流 $I_{2oset}$ とする設定電流 $I_{pset}$ が得られる。

【0052】

設定電流 $I_{pset}$ に一次巻線に流れる電流 $I_p$ が達した際に、発振用スイッチ素子のオン制御を停止しオン時間 $T_1$ を調整すると、その周期での電流 $I_p$ は設定電流 $I_{pset}$ に等しく、整流平滑化回路の出力電流 $I_{2o}$ は、設定出力電流 $I_{2oset}$ となり、精度よく設定した出力電流とすることができる。

【0053】

各回路素子の回路定数にばらつきがあっても、出力時間 $T_2$ が変化するだけで、変化する出力時間 $T_2$ を求めてから定電流制御する為の設定電流 $I_{pset}$ を得る定電流制御には影響しない。

【0054】

また、(2)式の各回路定数を求めておけば、設定出力電流 $I_{2oset}$ を数

値変更するだけで、同一構成のスイッチング電源回路で異なる出力電流の定電流制御ができる。

## 【0055】

請求項3と請求項7の発明では、整流平滑化回路に出力が表れる時間 $T_2$ は、トランスに蓄積されるエネルギーの放出時間であり、発振用スイッチ素子がターンオフしてから一次巻線に発生するフライバック電圧が減少し固有振動を開始する為にその極性が逆転するまでの時間に等しいので、整流平滑化回路の出力を監視することなく、一次巻線の電位を監視することにより、トランスの一次側から出力時間 $T_2$ を検出できる。

## 【0056】

従って、二次側の検出結果を一次側へ伝達するための伝達素子を設ける必要がなく、一次側の回路のみで定電流制御が可能となる。

## 【0057】

請求項4と請求項8の発明では、整流平滑化回路に出力が表れる時間 $T_2$ は、副巻き線にフライバック電圧が発生してからその極性が逆転するまでの時間に等しく、整流平滑化回路の出力を監視することなく、トランスの一次側の副巻き線の電位を監視することにより、トランスの一次側から出力時間 $T_2$ を検出できる。

## 【0058】

従って、二次側の検出結果を一次側へ伝達するための伝達素子を設ける必要がなく、一次側の回路のみで定電流制御が可能となる。

## 【0059】

請求項9の発明では、出力時間 $T_2$ が経過した後のオフ制御しているオフ経過時間 $T_3'$ は、時間の経過とともに増加し、オフ経過時間 $T_3'$ が(1)式を満たすオフ調整時間 $T_3$ に達した際に、 $V_{T_3'}$ と $V_{T_1}$ の和は、 $V_{T_2ref}$ を越える。従って、そのときに次の発振のオン制御を行えば、(1)式を満たすオフ調整時間 $T_3$ が含まれた周期 $T$ で発振させることができ、整流平滑化回路の出力電流 $I_{2o}$ は、定電流制御しようとする設定出力電流 $I_{2oset}$ となる。

## 【0060】

請求項10の発明では、ターンオンした後一次巻線電流  $I_p$  は、近似する電源電圧  $V_{cc} \div L_p$  に比例して時間とともに上昇するので、(3)式の  $\delta t \times V_{cc} \div L_p$  は、一次側電流検出部と発振用スイッチ素子の動作間の遅れ  $\delta t$  による電流  $I_p$  の増加分を表す。

【0061】

従って、一次巻線電流  $I_p$  に  $\delta t \times V_{cc} \div L_p$  を加えた  $I_p'$  が、基準ピーク電流  $I_{p_{ref}}$  に達し、発振用スイッチ素子をオフ制御した際の一次巻線電流  $I_p$  は、基準ピーク電流  $I_{p_{ref}}$  に略等しく、回路素子の遅れがあっても、精度よく定電流制御ができる。

【0062】

請求項11の発明では、一次巻線電流  $I_p$  と設定電流  $I_{p_{set}}$  を、電圧である電圧降下  $V_{ip}$  と設定電位  $V_{i_{set}}$  で表すので、演算処理することなく、コンパレータを用いた比較回路で容易に比較することができる。

【0063】

請求項12の発明では、ターンオンした後一次巻線電流  $I_p$  は、近似する電源電圧  $V_{cc} \div L_p$  に比例して時間とともに上昇するので、(3)式の  $\delta t \times V_{cc} \div L_p$  は、一次側電流検出部と発振用スイッチ素子の動作間の遅れ  $\delta t$  による電流  $I_p$  の増加分を表す。

【0064】

従って、 $\delta t \times V_{cc} \div L_p$  を加えて設定電流  $I_{p_{set}}$  と比較し、発振用スイッチ素子をターンオフした際の一次巻線電流  $I_p$  は、設定電流  $I_{p_{set}}$  に略等しく、回路素子の遅れがあっても、精度よく定電流制御ができる。

【0065】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の一実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。これらの図において、図7で示す従来のスイッチング電源回路100と同一の構成には同一の番号を付している。

【0066】

図1は、本発明の第1実施の形態に係るスイッチング電源回路50を示す回路

図である。図7の従来のスイッチング電源回路100と比較して明らかなように、このスイッチング電源回路50には、二次出力側の電流監視回路や光結合素子を用いない簡単な構成となっている。

## 【0067】

1は、電圧が変動する可能性のある不安定な直流電源であり、1aは、その高圧側端子、1bは、低圧側端子である。また、2aは、トランス2の一次巻線、2bは、トランス2の二次出力巻線であり、3は、発振用スイッチ素子となる電界効果トランジスタ（以下、スイッチ素子と記す）である。スイッチ素子3は、ここではMOS形（絶縁ゲート形）FETであり、ドレインが一次巻線2aの一端に、ソースがI<sub>p</sub>検出抵抗22を介して低圧側端子1bにそれぞれ接続し、ゲートがスイッチ素子3をオンオフ制御するスイッチ制御回路5に接続している。

## 【0068】

スイッチ制御回路5は、演算回路5aとD/Aコンバータ5bとA/Dコンバータ5cとが1チップの回路部品に集積化されたもので、A/Dコンバータ5cのアナログ入力端子V<sub>cc</sub>、V<sub>d</sub>、I<sub>d</sub>は、それぞれ抵抗21を介して高圧側端子1a、抵抗23を介して一次巻線2aの低圧側端部、I<sub>p</sub>検出抵抗22とスイッチ素子3の接続点に接続している。

## 【0069】

また、D/Aコンバータ5bのアナログ出力端子V<sub>g</sub>は、スイッチ素子3のゲートに接続し、ゲートに順方向バイアス電圧を後述する所定のタイミングで加えてスイッチ素子3をオンオフ制御し、スイッチング電源回路50全体を発振制御している。

## 【0070】

このスイッチング電源回路50の基本動作を図2で簡単に説明すると、スイッチ素子3をオン制御し、直列に接続された一次巻線2aに励磁電流I<sub>p</sub>が流れ始めると、トランス2の各巻線に誘導起電力が生じる。

## 【0071】

その後所定のオン時間T<sub>1</sub>後に、スイッチ制御回路5でスイッチ素子3をオフ制御し、スイッチ素子3がターンオフすると、一次巻線2aに流れる電流が実質

的に遮断され、トランス 2 の各巻線に、いわゆるフライバック電圧が生じる。このとき、二次出力巻線 2 b に発生するフライバック電圧は、整流用ダイオード 4 と平滑コンデンサ 1 3 とにより形成される平滑整流回路 4、1 3 により整流平滑化され、出力線 2 0 a、2 0 b 間に接続される負荷に供給される電力として出力される。

## 【0072】

誘導逆起電力によって二次出力巻線 2 b に蓄積されていた電氣的エネルギーの放出が終わると、同図 (c) の一次巻線 2 a の電圧  $V_{2a}$  波形に示すように、一次巻線 2 a やスイッチ素子 3 の浮遊容量と一次巻線 2 a との直列共振により、振動を開始しその振幅は次第に減少する。

## 【0073】

各巻線に発生していた電圧が降下し、再び周期 T 後にスイッチ制御回路 5 でスイッチ素子 3 をオン制御し、スイッチ素子 3 をターンオンさせ、このようにして一連の発振動作が繰り返される。

## 【0074】

この発振動作において、整流平滑化回路 4、1 3 から出力される出力電流  $I_2$  は、発振周期 T での二次出力巻線 2 b に流れる二次巻線電流  $I_s$  の平均値で表され、二次出力巻線 2 b に発生するピーク電流を  $I_{smax}$ 、発振周期 T 内で整流平滑化回路 4、1 3 に出力が表れる出力時間、すなわち二次出力巻線 2 b に出力電流が流れる時間を  $T_2$  (図 2 (b) 参照) とすれば、

$$I_2 = I_{smax} \times T_2 \div T \div 2 \dots (4) \text{ 式}$$

で表すことができる。

## 【0075】

また、一次巻線 2 a の巻数を  $N_p$ 、二次出力巻線 2 b の巻数を  $N_s$  とすれば、一次巻線電流  $I_p$  と二次巻線電流  $I_s$  とは、

$$N_p \times I_p = N_s \times I_s \dots (5) \text{ 式}$$

の関係があり、一次巻線 2 a に発生するピーク電流を  $I_{pmax}$  とすれば、(5)



) 式から、

$$I_{smax} = I_{pmax} \times N_p \div N_s \dots (6) \text{ 式}$$

が導き出せる。

【0076】

更に、発振周期  $T$  は、図 2 に示すように、一次巻線 2 a を励磁する発振用スイッチ素子 3 のオン時間を  $T_1$ 、オフ調整時間を  $T_3$  とすれば、

$$T = T_1 + T_2 + T_3 \dots (7) \text{ 式}$$

であるので、(4) 式に、(6) 式と (7) 式を代入すると、

$$T_3 = T_2 \times (N_p \div N_s \times I_{pmax} \div 2 \div I_{2o} - 1) - T_1 \dots (8) \text{ 式}$$

の関係が得られる。

【0077】

ここで、一次巻線電流  $I_p$  は、オン時間  $T_1$  の経過にほぼ比例して上昇するので、オン時間  $T_1$  を固定値とすれば、その時の一次巻線のピーク電流  $I_{pmax}$  は定数である基準ピーク電流  $I_{pref}$  に定まり、また、 $N_p$  と  $N_s$  は、回路素子により定まる定数であるので、 $T_2$  を検出して、その値を (8) 式へ代入すれば、オフ調整時間を  $T_3$  を調整することにより任意の整流平滑化回路 4、13 の出力電流  $I_{2o}$  が得られる。

【0078】

そこで、本実施の形態では、(8) 式における出力電流  $I_{2o}$  を、定電流制御しようとする設定出力電流  $I_{2o\text{set}}$  に設定し、

$$T_3 = T_2 \times (N_p \div N_s \times I_{pref} \div 2 \div I_{2o\text{set}} - 1) - T_1 \dots (1) \text{ 式}$$

から得られるオフ調整時間  $T_3$  となるようにその長さを調整するものである。

【0079】

オフ調整時間  $T_3$  は、二次巻線電流  $I_s$  が停止した後、すなわち出力時間  $T_2$  の経過後、更に (1) 式を満たすオフ調整時間  $T_3$  が経過したときに、次の発振

の為のスイッチ素子3をオン制御することで調整する。

【0080】

以下、この方法を繰り返すことにより、整流平滑化回路4、13の出力電流 $I_{2o}$ は、常に設定出力電流 $I_{2o\text{set}}$ で出力され、定電流制御を行うことができる。

【0081】

スイッチング電源回路50において、一次巻線電流 $I_p$ は、A/Dコンバータ5cのアナログ入力端子Idから、一次巻線電流 $I_p$ が流れることによる $I_p$ 検出抵抗22の電圧降下 $V_{ip}$ を入力し、検出している。このように電圧換算するのは、電圧降下 $V_{ip}$ が、 $I_p$ 検出抵抗22の抵抗値を $r_{ip}$ として $r_{ip} \times I_p$ で表され、一次巻線電流 $I_p$ の換算値として演算回路5aでの演算処理が可能であり、また、電流 $I_p$ の検出に比べて電圧降下 $V_{ip}$ の検出がより容易なためである。

【0082】

本実施の形態では、一次巻線ピーク電流 $I_{p\text{max}}$ を特定値である基準ピーク電流 $I_{p\text{ref}}$ に設定し、その基準ピーク電流 $I_{p\text{ref}}$ に $I_p$ 検出抵抗22の抵抗値を $r_{ip}$ を乗じたピーク電位 $V_{ip\text{max}}$ に、アナログ入力端子Idから入力される電圧降下 $V_{ip}$ が達したときに、D/Aコンバータ5bからスイッチ素子3へターンオフするオフ制御信号を出力する。

【0083】

一次巻線電流 $I_p$ は、図3に示すように、スイッチ素子3がターンオンした後の経過時間 $t$ に略比例するので、基準ピーク電流 $I_{p\text{ref}}$ を上述に様に定数に設定することにより、スイッチ素子3のオン時間 $T_1$ も固定時間となる。固定時間であるオン時間 $T_1$ は、スイッチ素子3へオン制御信号を出力してから、上述のように、一次巻線電流 $I_p$ が基準ピーク電流 $I_{p\text{ref}}$ に達し、オフ制御信号を出力するまでの経過時間から求める。

【0084】

出力時間 $T_2$ の検出は、トランス2の二次側のダイオード4に電流が流れる時間を測定することにより容易に得られるが、ここではトランス2の一次側回路の

みで定電流制御を行うために、A/Dコンバータ5cのアナログ入力端子Vdを、抵抗23を介して一次巻線2aの低圧側端部に接続し、一次巻線2aの電圧( $V_{2a}$ )を監視し出力時間T2を検出している。

【0085】

図2に示すように、二次出力巻線2bに出力電流が表れる出力時間T2は、トランス2に蓄積されるエネルギーの放出時間であり、この時間は、発振用スイッチ素子3がターンオフしてから一次巻線2aに発生するフライバック電圧が減少し固有振動を開始することにより、一次巻線2aの両端の極性が逆転するまでの時間に等しい。

【0086】

従って、スイッチ制御回路5の演算回路5aが、ターンオフするオフ制御信号をD/Aコンバータ5bより出力した後、一次巻線2aの極性が逆転し、一次巻線電圧 $V_{2a}$ 波形の一次巻線2aの印加電圧に対する電位が最初に逆転するまでの時間から出力時間T2を検出する。固有振動の際に、一次巻線電圧 $V_{2a}$ 波形が最初の極小値に達するまでの時間は、一次巻線2aの印加電圧に対する電位が最初に逆転するまでの時間に近似するので、オフ制御信号を出力してから、最初の極小値に達するまでの時間を計測し、その時間から出力時間T2を検出してもよい。

【0087】

スイッチ制御回路5の演算回路5aは、上述した方法で検出したオン時間T1、出力時間T2と、定電流制御しようとする設定出力電流 $I_{2oset}$ 及び基準ピーク電流 $I_{pre f}$ 、一次巻線2aの巻数 $N_p$ 、二次出力巻線2bの巻数 $N_s$ の各定数を、(1)式に代入し、オフ調整時間T3を算出する。

【0088】

そして、スイッチ素子3のオフ時間が、出力時間T2と算出したオフ調整時間T3との和になるように、すなわち、オフ制御信号を出力して出力時間T2が経過し、更に算出したオフ調整時間T3が経過したときに、次の発振の為にスイッチ素子3へオン制御信号を出力する。

【0089】

このオンオフ制御を行った発振周期  $T$  での整流平滑化回路 4、13 の出力電流  $I_{2o}$  は、設定出力電流  $I_{2oset}$  となり、これを繰り返すことにより、定電流制御を行う。

【0090】

この第1の実施の形態では、オフ調整時間  $T_3$  を調整して定電流制御を行うものである為に制御期間中の発振周期  $T$  は、その都度異なるものとなるが、固定した発振周期  $T_c$  で、任意に設定した設定出力電流  $I_{2oset}$  に定電流制御することも可能であり、以下、固定発振周期  $T_c$  において定電流制御する第2実施の形態について説明する。

【0091】

第1実施の形態において説明したように、整流平滑化回路 4、13 から出力される出力電流  $I_{2o}$  は、二次出力巻線 2b に発生するピーク電流を  $I_{smax}$ 、出力時間を  $T_2$ 、固定発振周期を  $T_c$  とすれば、(4) 式から

$$I_{2o} = I_{smax} \times T_2 \div T_c \div 2 \dots (4') \text{ 式}$$

で表すことができる。

【0092】

この(4') 式に、二次巻線ピーク電流  $I_{smax}$  と一次巻線ピーク電流  $I_{pmax}$  との関係を表す(6) 式を代入し、一次巻線ピーク電流  $I_{pmax}$  について展開すると、

$$I_{pmax} = 2 \times N_s \div N_p \times I_{2o} \times T_c \div T_2 \dots (9) \text{ 式}$$

の関係が得られる。

【0093】

ここで、 $N_s$ 、 $N_p$  は、回路素子により定まる定数であり、 $T_c$  は、固定発振周期の定数であるので、出力時間  $T_2$  を検出し、その値を(9) 式へ代入すれば、一次巻線ピーク電流  $I_{pmax}$  を調整することにより、整流平滑化回路 4、13 から出力される任意の出力電流  $I_{2o}$  が得られる。

【0094】

そこで、本実施の形態では、(9)式における出力電流  $I_{2o}$  を、定電流制御しようとする整流平滑化回路の設定出力電流  $I_{2o\text{set}}$  に設定し、

$$I_{p\text{set}} = 2 \times N_s + N_p \times I_{2o\text{set}} \times T_c \div T_2 \cdots (2) \text{式}$$

から得られる設定電流  $I_{p\text{set}}$  に、一次巻線ピーク電流  $I_{p\text{max}}$  が一致するように制御するものである。

【0095】

一次巻線電流  $I_p$  は、ターンオン後の時間  $t$  にほぼ比例して増加するので、増加する一次巻線電流  $I_p$  が設定電流  $I_{p\text{set}}$  に達したときにスイッチ素子3をターンオフ制御することで、一次巻線電流  $I_p$  を設定電流  $I_{p\text{set}}$  に一致させる。

【0096】

この制御は、定電流制御しようとする前の発振周期  $T_c$  内での出力時間  $T_2$  を検出し、制御しようとする発振周期  $T_c$  までに(2)式から設定電流  $I_{p\text{set}}$  を得て、ターンオン後一次巻線電流  $I_p$  が設定電流  $I_{p\text{set}}$  に達するオン時間  $T_1$  経過後に、スイッチ素子3をターンオフ制御する。

【0097】

以下、この方法を繰り返すことにより、整流平滑化回路(4、13)の出力電流  $I_{2o}$  は、常に設定出力電流  $I_{2o\text{set}}$  となり、定電流制御を行うことができる。

【0098】

この第2実施の形態による定電流制御は、第1実施の形態に係るスイッチング電源回路50と同一構成で実施できるので、一次巻線電流  $I_p$  を検出し電圧換算した電圧降下  $V_{ip}$  で表す方法と、出力時間  $T_2$  を検出する方法は、その説明を省略する。

【0099】

スイッチ制御回路5の演算回路5aは、検出した出力時間  $T_2$  を、(2)式に代入して、設定電流  $I_{p\text{set}}$  を算出し、アナログ入力端子  $I_d$  から入力される電圧降下  $V_{ip}$  と同じ倍率で比較するために、設定電流  $I_{p\text{set}}$  に  $I_p$  検出抵

抗 22 の抵抗値を  $r_{ip}$  を乗じて設定電位  $V_{iset}$  とする。

【0100】

D/Aコンバータ 5b の  $V_g$  端子からスイッチ素子 3 へオン制御信号を出力すると、A/Dコンバータ 5c の  $I_d$  端子から入力される電圧降下  $V_{ip}$  は、時間  $t$  の経過とともに増加し、比較する設定電位  $V_{iset}$  に達したことを判別すると、 $V_g$  端子からスイッチ素子 3 をターンオフするオフ制御信号を出力する。

【0101】

このようにオン時間  $T_1$  を調整した発振周期  $T_c$  での整流平滑化回路 4、13 の出力電流  $I_{2o}$  は、設定出力電流  $I_{2o\ set}$  となり、これを繰り返すことにより、定電流制御を行われる。

【0102】

以上の第 1、第 2 の実施の形態において、A/Dコンバータ 5c のアナログ入力端子  $I_d$  より、一次巻線電流  $I_p$  を表す電圧降下  $V_{ip}$  として入力してから、この電圧降下  $V_{ip}$  がピーク電位  $V_{imax}$  若しくは設定電位  $V_{iset}$  に一致若しくは越えたことを判定し、現実にはスイッチ素子 3 がターンオフするまでには、A/Dコンバータ 5c、演算回路 5a、D/Aコンバータ 5b、スイッチ素子 3 等の回路素子に固有の遅延が生じている。

【0103】

一方、一次巻線電流  $I_p$  は、一次巻線 2a の電圧を  $V_{2a}$ 、一次巻線 2a のインダクタンスを  $L_p$ 、経過時間を  $t$  とすると、

$$I_p = V_{2a} \div L_p \times t \cdots (10) \text{ 式}$$

で表され、ターンオン後に一次巻線 2a に加わえられる電圧に比例して上昇する。  
【0104】

その結果、図 3 に示すように、ターンオフの際に現実には一次巻線 2a に流れる電流  $I_p$  は、ピーク電位  $V_{imax}$  若しくは設定電位  $V_{iset}$  に達したと判定した際の電圧降下  $V_{ip}$  の一次巻線電流  $I_p$  より増加し、上記回路素子による遅延時間の総和を  $\delta t$  とすると、その増加分  $\delta I_p$  は、(10) 式より

$$\delta I_p = V_{2a} \div L_p \times \delta t \cdots (11) \text{ 式}$$

となる。

【0105】

ここでスイッチ素子3のオン期間に一次巻線2aに印加される電圧降下 $V_{2a}$ に比べて、回路上の励磁電流による他の電圧降下分を無視すれば、電圧 $V_{2a}$ は、直流電源1の電源電圧 $V_{cc}$ と置き換えることができ、(11)式の増加分を考慮すれば、

$$I_p' = I_p + \delta t \times V_{cc} \div L_p \cdots (3) \text{ 式}$$

から求めた $I_p'$ を、基準ピーク電流 $I_{p_{ref}}$ 若しくは設定電流 $I_{p_{set}}$ と比較すれば、基準ピーク電流 $I_{p_{ref}}$ 若しくは設定電流 $I_{p_{set}}$ が現実には流れているタイミングでターンオフすることができる。

【0106】

第1実施の形態においては、一次巻線電流 $I_p$ を電圧換算した電圧降下 $V_{ip}$ を、基準ピーク電流 $I_{p_{ref}}$ を電圧換算したピーク電位 $V_{i_{max}}$ と比較しているので、電圧降下を $V_{ip}$ として、(3)式の両辺に $r_{ip}$ を乗じた

$$V_{ip}' = V_{ip} + \delta t \times V_{cc} \div L_p \times r_{ip} \cdots (12) \text{ 式}$$

の電圧降下 $V_{ip}'$ をピーク電位 $V_{i_{max}}$ と比較する。

【0107】

また、第2実施の形態においては、(12)式の電圧降下 $V_{ip}'$ を設定電位 $V_{i_{set}}$ と比較する。

【0108】

図4は、トランス2の一次側に副巻き線2cが設けられている場合に、この副巻き線2cの電圧 $V_{2c}$ を監視して、出力時間 $T_2$ を検出する本発明の第3実施の形態に係るスイッチング電源回路60を示す回路図である。

【0109】

スイッチング電源回路60は、図1に示すスイッチング電源回路50と比較し

、副巻き線 2c がトランス 2 に更に設けられ、スイッチ制御回路 6 の A/D コンバータのアナログ入力端子 Vd を、抵抗 24 を介して副巻き線 2c の低圧側端部に接続している構成が異なるだけである。

## 【0110】

トランス 2 の副巻き線 2c には、一次巻線 2a の電圧  $V_{2a}$  に対してその巻線比に比例する電圧  $V_{2c}$  が発生するので、ターンオフ後、その極性が反転するまでの時間 T2 は副巻き線 2c においても等しく、A/D コンバータのアナログ入力端子 Vd から、この副巻き線 2c の電圧  $V_{2c}$  を継続して入力し、スイッチ制御回路 6 内の演算回路で T2 を検出する。他の構成については、上記実施の形態と同一であるので、その説明を省略する。

## 【0111】

図 5 は、本発明の第 4 実施の形態に係るスイッチング電源回路 80 の定電流出力制御装置 8 を示す回路図である。

## 【0112】

この実施の形態において、定電流出力制御装置として作用するスイッチ制御回路 8 は、スイッチ制御回路 5 の演算回路 5a で定電流出力制御を行っていた第 1 実施の形態で説明したデジタル演算処理を、比較回路や論理回路を用いたアナログ処理で実行するものである。従って、上述各実施の形態と異なるスイッチ制御回路 8 の構成を詳述し、共通する構成については同一の番号を付しその説明を省略する。

## 【0113】

また、スイッチ制御回路 8 は、定電圧制御装置を兼ね備えるものであり、始めに定電圧制御を主に実行するための構成とその作用を説明する。

## 【0114】

スイッチング電源回路 80 の発振動作において、二次出力巻線 2b に発生するピーク電流  $I_{smax}$  は、二次出力巻線 2b の出力電圧を  $V_{2b}$ 、二次出力巻線 2b のインダクタンスを  $L_s$  とすれば、

$$I_{smax} = V_{2b} + L_s \times T2 \cdots (13) \text{ 式}$$



で表すことができ、この(13)式と(6)式から

$$I_{pmax} = V_{2b} \times N_s \div N_p \div L_s \times T_2 \dots (14) \text{ 式}$$

の関係が得られる。

【0115】

ここで、 $N_s$ 、 $N_p$ 、 $L_s$ は、回路素子により定まる定数であるので、 $T_2$ を検出し、その値を(14)式へ代入すれば、一次巻線ピーク電流  $I_{pmax}$  を調整することにより任意の二次出力巻線  $2b$  の出力電圧  $V_{2b}$  が得られる。

【0116】

そこで、(14)式における出力電圧  $V_{2b}$  を、定電圧制御しようとする二次出力巻線の出力電圧  $V_{2bset}$  に設定し、

$$I_{pset} = V_{2bset} \times N_s \div N_p \div L_s \times T_2 \dots (15) \text{ 式}$$

から得られる設定電流  $I_{pset}$  に、一次巻線ピーク電流  $I_{pmax}$  が一致するようにオン時間  $T_1$  を制御する。

【0117】

一次巻線電流  $I_p$  は、ターンオン後に増加するので、増加する一次巻線電流  $I_p$  が設定電流  $I_{pset}$  に達したときにスイッチ素子3をターンオフ制御することで、一次巻線ピーク電流  $I_{pmax}$  を設定電流  $I_{pset}$  に一致させる。ここでも、電圧換算した電圧降下  $V_{ip}$  で一次巻線電流  $I_p$  を示すので、電圧降下  $V_{ip}$  が、設定電流  $I_{pset}$  に  $r_{ip}$  を乗じた設定電位  $V_{iset}$  に達した際にターンオフ制御し、このようにオン時間  $T_1$  を調整することにより、二次出力巻線  $2b$  の出力電圧  $V_{2b}$  は、常に設定値  $V_{2bset}$  で出力され、定電圧制御を行うことができる。

【0118】

スイッチング電源回路80のスイッチ制御回路8では、この定電圧制御を行うために、補正電圧を出力する遅延補正回路81、スイッチング電源回路80の固定発振周期  $T_c$  に等しい周期でクロックを出力可能な発振器82、コンパレータ83、出力時間  $T_2$  から設定電位  $V_{iset}$  に変換する時間-電圧変換回路84

、サンプルホールド回路 85、クランプ回路 86、電圧降下  $V_{ip}$  に遅延補正回路 81 から出力される補正電圧を加える加算器 87、補正した電圧降下  $V_{ip}$  を、設定電位  $V_{iset}$  と比較するコンパレータ 88、アンドゲート 89 を備えている。

## 【0119】

このスイッチ制御回路 8 の定電圧制御動作を説明すると、始めに発振動作しているスイッチング電源回路 80 の出力時間  $T_2$  をコンパレータ 83 で検出する。コンパレータ 83 は、非反転入力を入力端子  $V_d$  から抵抗 23 を介して一次巻線 2a の低圧側端部に接続し、一次巻線電圧  $V_{2a}$  に比例する分圧された電圧を入力する一方、反転入力には、一次巻線電圧  $V_{2a}$  の極性反転の検出が可能となる直流電源 1 に比例する分圧された電圧を入力し、一次巻線電圧  $V_{2a}$  の極性に依じた波形を出力している。従ってこのコンパレータ 83 は、スイッチ素子 3 がターンオフしたフライバック電圧により「H」の出力波形を出力し、トランス 2 のエネルギー放出が完了し極性が反転すると「L」に転じる。

## 【0120】

時間-電圧変換回路 84 は、コンパレータ 83 から「H」が出力されている期間を出力時間  $T_2$  として、(15) 式から設定電流  $I_{pset}$  を求め、設定電流  $I_{pset}$  に  $r_{ip}$  を乗じた設定電位  $V_{iset}$  を出力する。設定電流値に  $I_p$  検出抵抗 22 の抵抗値  $r_{ip}$  を乗じるのは、コンパレータ 88 において、一次巻線電流  $I_p$  に抵抗値  $r_{ip}$  を乗じた電圧降下  $V_{ip}$  と比較する為である。

## 【0121】

サンプルホールド回路 85 は、少なくとも後に定電圧制御しようとする発振周期まで設定電位  $V_{iset}$  を保持し、クランプ回路 86 へ出力する。

## 【0122】

クランプ回路 86 は、サンプルホールド回路 85 から出力される設定電位  $V_{iset}$  を、後述する定電流制御のために設定した固定値であるピーク電位  $V_{imax}$  と比較し、ピーク電位  $V_{imax}$  以下である場合には、設定電位  $V_{iset}$  をクランピングし、振幅が設定電位  $V_{iset}$  となるパルス波形をコンパレータ 88 の非反転入力へ出力する。

## 【0123】

発振動作している間に一次巻線 2 a に流れる電流  $I_p$  は、 $I_p$  検出抵抗 22 による電圧降下  $V_{ip}$ 、すなわち  $I_p \times r_{ip}$  で表される電圧降下  $V_{ip}$  として入力端子  $I_d$  から加算器 87 の一方に入力される。

## 【0124】

遅延補正回路 81 は、図示しない測定値回路などで計測したスイッチ制御回路 8 及びスイッチ素子 3 による固有遅延時間の総和  $\delta t$  と、抵抗 21 を介して入力される直流電源 1 の電源電圧  $V_{cc}$  とから、(12) 式の  $\delta t \times V_{cc} \div L_p \times r_{ip}$  に相当する補正電圧を算出し、加算器 87 の他方へ入力する。

## 【0125】

加算器 87 は、この補正電圧を電圧降下  $V_{ip}$  へ加える (12) 式の演算処理を行い、コンパレータ 88 の反転入力へ出力する。

## 【0126】

従って、コンパレータ 88 では、回路素子の遅延時間を考慮して補正した電圧降下  $V_{ip}$  が設定電位  $V_{iset}$  と比較され、補正した電圧降下  $V_{ip}$  が設定電位  $V_{iset}$  以下である場合には「H」を、設定電位  $V_{iset}$  を越えると「L」をアンドゲート 89 へ出力する。

## 【0127】

アンドゲート 89 は、発振器 82 とコンパレータ 88 からの出力を入力し、出力をスイッチ素子 3 のゲートに接続するもので、論理積が「H」の期間のみ、スイッチ素子 3 を ON 制御するように動作する。

## 【0128】

発振器 82 は、この定電圧制御においては、固定発振周期  $T_c$  に等しい周期のクロックを出力するもので、発振器 82 から出力されるクロックが「L」の期間は、スイッチ素子 3 が OFF 制御され、トランス 2 の一次巻線 2 a に励磁電流が流れない。

## 【0129】

発振器 82 から出力されるクロックが「H」に転じ、コンパレータ 88 からの出力も「H」、すなわち電圧降下  $V_{ip}$  が設定電位  $V_{iset}$  に達しない間は、

アンドゲート 89 の出力も「H」となるので、スイッチ素子 3 がターンオンする。

### 【0130】

その後、オン時間に比例して一次巻線電流  $I_p$  を表す電圧降下  $V_{ip}$  も増加し、電圧降下  $V_{ip}$  が設定電位  $V_{iset}$  を越えると、コンパレータ 88 の出力が「L」となるので、アンドゲート 89 の出力も「L」となり、スイッチ素子 3 がターンオフする。このターンオフした際の電圧降下  $V_{ip}$  は、設定電位  $V_{iset}$  にほぼ等しく、そのときに一次巻線 2a に流れる電流  $I_p$  は、(15) 式の設定電流  $I_{pset}$  となり、設定した出力電圧  $V_{2b}$  に略等しい出力が得られる。この制御を、少なくとも発振動作中に繰り返すことにより、トランス 2 の二次側で、設定した出力電圧  $V_{2b}$  の定電圧出力制御を行う。

### 【0131】

スイッチング電源回路 80 のスイッチ制御回路 8 は、定電流制御を行うために、更に、制御モード判定回路 90、出力時間  $T_2$  を後述する比較時間電位  $V_{T2ref}$  に変換する  $T_2$  時間-電圧変換回路 91、出力時間  $T_2$  が経過した後のオフ経過時間  $T_3'$  をオフ時間電位  $V_{T3'}$  に変換する  $T_3'$  時間-電圧変換回路 92、オン時間  $T_1$  をオン時間電位  $V_{T1}$  に変換する  $T_1$  時間-電圧変換回路 93、オン時間電位  $V_{T1}$  にオフ時間電位  $V_{T3'}$  を加える加算器 95、サンプルホールド回路 94、96、(1) 式のオフ調整時間  $T_3$  を得るコンパレータ 97 を備え、発振器 82 は、制御モード判定回路 90 からの制御により、定電流制御では、一発振周期  $T$  においてオフ調整時間  $T_3$  が異なるクロックを出力自在となっている。

### 【0132】

一次側のピーク電流 ( $I_{pmax}$ ) と二次側の電圧 (二次巻線電圧  $V_{2b}$ ) を表す

$$I_{pmax} = V_{2b} \times N_s \div N_p \div L_s \times T_2 \cdots (14) \text{ 式}$$

から、スイッチング電源回路 80 が発振している間に出力電圧 (二次巻線電圧  $V_{2b}$ ) が低下すると、エネルギー放出時間である出力時間  $T_2$  が長くなり、ここ

では、一次巻線ピーク電流  $I_{p\_max}$  の上限を一定値である基準ピーク電流  $I_{p\_ref}$  とする。

【0133】

つまり、検出した出力時間  $T_2$  から

$$I_{p\_set} = V_{2b\_set} \times N_s \div N_p \div L_s \times T_2 \dots (15) \text{ 式}$$

で得た設定電流  $I_{p\_set}$  が、基準ピーク電流  $I_{p\_ref}$  以上の領域となる場合には、一次巻線ピーク電流  $I_{p\_max}$  を基準ピーク電流  $I_{p\_ref}$  として、限られた出力時間  $T_2$  で発振させ、この到達領域において増加傾向にある一次巻線ピーク電流  $I_{p\_max}$  及び二次巻線ピーク電流  $I_{s\_max}$  を定電流に制御する定電流制御モードとする。

【0134】

一方、検出した出力時間  $T_2$  から (15) 式で求めた設定電流  $I_{p\_set}$  が、基準ピーク電流  $I_{p\_ref}$  に達しない場合には、二次巻線電圧  $V_{2b}$  が設定した  $V_{2b\_set}$  を越えて増加傾向にあるものと判断し、定電圧制御モードとし、上述の定電圧制御を行う。

【0135】

スイッチ制御回路 8 において、定電流制御か定電圧制御かの判定は、クランプ回路 86 で、設定電流  $I_{p\_set}$  に  $r_{ip}$  を乗じた設定電位  $V_{i\_set}$  を、基準ピーク電流  $I_{p\_ref}$  に抵抗値  $r_{ip}$  を乗じたピーク電位  $V_{i\_max}$  を比較する。

【0136】

クランプ回路 86 では、設定電位  $V_{i\_set}$  がピーク電位  $V_{i\_max}$  以下である場合に、上述の定電圧制御を行い、ピーク電位  $V_{i\_max}$  を越えた場合には、定電流制御を行うために、定電流モード信号を制御モード判定回路 90 へ出力するとともに、振幅がそのピーク電位  $V_{i\_max}$  となるパルス波形をコンパレータ 88 の非反転入力へ出力する。

【0137】

制御モード判定回路 90 は、定電流モード信号をクランプ回路 86 から受けな

い限り、定電圧制御モードと判定し、コンパレータ97からの出力を遮断し、発振器82から固定発振周期 $T_c$ に等しい周期でクロックを出力させる。また、定電流モード信号を受けた場合には、定電流制御モードと判定し、コンパレータ97からの出力を有効として発振器82へ出力する。

【0138】

$T_2$ 時間-電圧変換回路91の入力は、コンパレータ83の出力に接続し、コンパレータ83から「H」が入力される期間を出力時間 $T_2$ とし、出力時間 $T_2$ に $(k-1)$ を乗じた比較時間 $T_{2ref}$ を電圧変換した比較時間電位 $V_{T2ref}$ として出力する。

【0139】

ここで、 $k$ は、

$$T_3 = T_2 \times (N_p \div N_s \times I_{pre} \div 2 \div I_{2set} - 1) - T_1 \dots (1) \text{式}$$

において、 $N_p \div N_s \times I_{pre} \div 2 \div I_{2set}$ に相当する定数であり、従って、比較時間電位 $V_{T2ref}$ は、 $T_2 \times (N_p \div N_s \times I_{pre} \div 2 \div I_{2set} - 1)$ の値を電圧に換算して表したものとなる。

【0140】

$T_2$ 時間-電圧変換回路91から出力される比較時間電位 $V_{T2ref}$ は、サンプルホールド回路96において、次の定電流制御しようとする発振周期まで保持され、コンパレータ97の非反転入力へ出力される。

【0141】

$T_3'$ 時間-電圧変換回路92の入力は、スイッチ素子3に接続する $V_g$ 端子と、コンパレータ83の出力に接続し、 $V_g$ 端子が「H」になった際、すなわちスイッチ素子3がターンオンした際にカウントを停止するとともに計数値がリセットされ、コンパレータ83の出力が「H」から「L」に転じる際にカウントを開始するカウンタを有している。従って、このカウンタの計数値は、出力時間 $T_2$ が経過した後更にスイッチ素子3がオフ動作しているオフ経過時間 $T_3'$ を表し、 $T_3'$ 時間-電圧変換回路92は、時間の経過と共に漸増する計数値を発振周期 $T$ に比較しはるかに短い周期で、電圧換算したオフ時間電位 $V_{T3'}$ に

変換し、加算器 95 へ出力している。

【0142】

T1 時間-電圧変換回路 93 は、スイッチ素子 3 に接続する  $V_g$  端子に接続し、 $V_g$  端子が「H」である時間をオン時間  $T_1$  とし、検出したオン時間  $T_1$  を、電圧換算したオン時間電位  $V_{T1}$  に変換し、加算器 95 の他方入力へ出力している。

【0143】

オン時間電位  $V_{T1}$  は、サンプルホールド回路 94 において、新たな入力、すなわち T1 時間-電圧変換回路 93 が新たなオン時間電位  $V_{T1}$  を出力するまで保持され、加算器 95 の他方入力へ出力される。

【0144】

コンパレータ 97 は、オン時間電位  $V_{T1}$  とオフ時間電位  $V_{T3'}$  の加算値を、比較時間電位  $V_{T2ref}$  と比較するもので、実質的に (1) 式の左辺に漸増するオフ経過時間  $T3'$  を代入して、(1) 式を満たすオフ調整時間  $T3$  を得るものである。

【0145】

すなわち、各発振周期  $T$  において、出力時間  $T_2$  が経過した際のオフ時間電位  $V_{T3'}$  は、 $T3'$  時間-電圧変換回路 92 の計数値がリセットされているので、「0」であり、その後、オン時間電位  $V_{T1}$  と時間と共に漸増するオフ時間電位  $V_{T3'}$  の加算値が、比較時間電位  $V_{T2ref}$  に達するまで、コンパレータ 97 の出力は、「H」を維持する。

【0146】

オン時間電位  $V_{T1}$  とオフ時間電位  $V_{T3'}$  の加算値が比較時間電位  $V_{T2ref}$  に達すると、コンパレータ 97 の出力は、「H」から「L」に転じ、この時、オフ時間電位  $V_{T3'}$  に換算されたオフ経過時間  $T3'$  は、(1) 式を満たすオフ調整時間  $T3$  となる。

【0147】

コンパレータ 97 の出力に接続された制御モード判定回路 90 は、定電流モード信号を受けて定電流制御モードと判定している間は、コンパレータ 97 からの

出力をそのまま発振器 82 へ出力するので、オフ経過時間  $T3'$  が (1) 式を満たすオフ調整時間  $T3$  となった時に、「H」から「L」を出力する。

【0148】

発振器 82 は、「L」の入力を、一発振周期  $T$  のクロックを出力させるトリガー信号として、「H」のパルスをアンドゲート 89 へ出力する。オフ制御時間中には、一次巻線電流  $I_p$  が流れていないので、アンドゲート 89 の他方の入力であるコンパレータ 88 の出力は、「H」となっていて、その結果、アンドゲート 89 は、スイッチ素子 3 をオン制御し、次の発振周期  $T$  の発振が開始される。つまり、その発振を開始する直前の発振周期  $T$  におけるオフ調整時間  $T3$  は、出力時間  $T2$  から求めた (1) 式を満たし、整流平滑化回路 (4、13) から設定出力電流を  $I_{20set}$  が出力され、定電流制御を行うことができる。

【0149】

定電流制御モードで、発振器 82 から出力されるクロック信号の「H」の時間は、一次巻線ピーク電流  $I_{pmax}$  の上限値である基準ピーク電流  $I_{pref}$  でターンオフするオン時間  $T1$  より充分長く、従って、アンドゲート 89 の出力が「L」に転じてターンオフするタイミングは、コンパレータ 88 の出力が「H」から「L」に転じるタイミングであり、具体的には、一次巻線電流  $I_p$  を表す電圧降下  $V_{ip}$  が、基準ピーク電流  $I_{pref}$  に抵抗値  $r_{ip}$  を乗じたピーク電位  $V_{imax}$  に達する時である。

【0150】

尚、本実施の形態に係るスイッチ制御回路 8 においても、一次巻線電流  $I_p$  を表す電圧降下  $V_{ip}$  に、回路素子の遅延分に相当する  $\delta t \times V_{cc} \div L_p \times r_{ip}$  を加算器 87 で加えて、設定電位  $V_{iset}$  若しくはピーク電位  $V_{imax}$  と比較するので、現実には (15) 式から求めた設定電流  $I_{pset}$  若しくは基準ピーク電流  $I_{pref}$  が流れる際に、スイッチ素子 3 をオフ制御できる。

【0151】

図 6 は、本発明の第 5 実施の形態に係るスイッチング電源回路 70 の定電流出力制御装置 7 を示す回路図である。

【0152】



本実施の形態では、スイッチ制御回路 5 の演算回路 5 a で実行していた第 2 実施の形態で説明したデジタル演算処理を、定電流出力制御装置として作用するスイッチ制御回路 7 において比較回路や論理回路を用いたアナログ処理で実行するものである。

## 【 0 1 5 3 】

図 5 と比較して明らかなように、本実施の形態に係るスイッチ制御回路 7 の構成は、第 4 実施の形態に係るスイッチ制御回路 8 の定電圧出力制御の為の構成とほぼ同一であり、従って、上述したスイッチング電源回路 7 0 と共通する構成については同一の番号を付してその説明を省略する。つまり、本実施の形態に係るスイッチング電源回路 7 0 では、スイッチ制御回路 7 の構成をわずかに変更するだけで、定電圧制御と定電流制御のいずれもが可能となる。

## 【 0 1 5 4 】

図において、7 2 は、固定発振周期  $T_c$  に等しい周期でクロックを出力する発振器、7 4 は、出力時間  $T_2$  から設定電位  $V_{i\ set}$  に変換する時間-電圧変換回路、7 6 は、設定電位  $V_{i\ set}$  の電圧波形を出力するクランプ回路である。

## 【 0 1 5 5 】

このスイッチ制御回路 7 の定電流制御動作を説明すると、始めに発振動作している間、コンパレータ 8 3 は、出力時間  $T_2$  中「H」を出力し、時間-電圧変換回路 7 4 は、出力時間  $T_2$  と (2) 式から設定電流値  $I_{p\ set}$  を求め、設定電流値  $I_{p\ set}$  に  $r_{ip}$  を乗じた設定電位  $V_{i\ set}$  を出力する。

## 【 0 1 5 6 】

サンプルホールド回路 8 5 は、少なくとも後に定電流制御しようとする発振周期まで設定電位  $V_{i\ set}$  を保持し、クランプ回路 7 6 へ出力する。

## 【 0 1 5 7 】

クランプ回路 7 6 は、サンプルホールド回路 8 5 から出力される設定電位  $V_{i\ set}$  をクランピングし、振幅が設定電位  $V_{i\ set}$  となるパルス波形を、コンパレータ 8 8 の非反転入力へ出力する。

## 【 0 1 5 8 】

加算器 8 7 の一方には、 $I_p$  検出抵抗 2 2 による電圧降下  $V_{ip}$ 、すなわち  $I$

$p \times r_{ip}$  で表される電圧降下  $V_{ip}$  が、他方には、遅延補正回路 81 から出力される (12) 式の  $\delta t \times V_{cc} \div L_p \times r_{ip}$  に相当する補正電圧が他方へ入力され、加算器 87 において (12) 式の加算処理が行われた後、コンパレータ 88 の反転入力へ出力される。

## 【0159】

コンパレータ 88 は、この回路素子の遅延時間を考慮した電圧降下  $V_{ip}$  を設定電位  $V_{iset}$  と比較し、補正した電圧降下  $V_{ip}$  が設定電位  $V_{iset}$  以下である場合には「H」を、設定電位  $V_{iset}$  を越えると「L」をアンドゲート 89 へ出力する。

## 【0160】

発振器 72 からクロックの「H」が出力されると、コンパレータ 88 からの出力も電圧降下  $V_{ip}$  が設定電位  $V_{iset}$  に達しないので「H」であり、アンドゲート 89 の出力は「H」となり、スイッチ素子 3 がターンオンする。

## 【0161】

その後、オン時間に比例して一次巻線電流  $I_p$  を表す電圧降下  $V_{ip}$  も増加し、電圧降下  $V_{ip}$  が設定電位  $V_{iset}$  を越えると、コンパレータ 88 の出力が「L」となるので、アンドゲート 89 の出力も「L」となり、スイッチ素子 3 がターンオフする。このターンオフした際の電圧降下  $V_{ip}$  は、設定電位  $V_{iset}$  に等しく、そのときに一次巻線 2a に流れる電流  $I_p$  は、(2) 式の  $I_{pset}$  となり、整流平滑化回路 (4、13) には、設定出力電流  $I_{2oset}$  の電流が出力される。

## 【0162】

そして、この制御を少なくとも発振動作中に繰り返すことにより、整流平滑化回路 (4、13) の出力において、設定した設定出力電流  $I_{2oset}$  の定電流出力制御を行うことができる。

## 【0163】

上記第 5 の各実施の形態において、スイッチング電源回路全体の発振動作が安定するまでの出力時間  $T_2$  は不安定であり、設定電流  $I_{pset}$  が設定できないので、安定動作するまでは、設定電流  $I_{pset}$  を固定値とし、オン時間  $T_1$  を

一定にしておくことが望ましい。

【0164】

この出力時間 $T_2$ は、必ずしも各周期 $T_c$ 毎に検出する必要はなく、例えば、発振周期 $T_c$ とは異なるより長い周期毎に検出して定電流制御を行ってもよい。

【0165】

更に、本発明によれば、単に設定出力電流 $I_{20set}$ に対してこれを越える出力電流が発生した場合にのみその値を低下させるだけでなく、整流平滑化回路の出力電流 $I_{20}$ を設定して、その設定した値の定電流制御を行うことができるので、従来例で説明したようなトランス2の二次側に出力検出回路を有し、フォトカプラなどの絶縁された信号伝達素子を介してその検出信号を一次側へ伝送する帰還回路を備えたスイッチング電源回路に対しても適用し、利用することができる。

【0166】

更に、(1)式において、オン時間 $T_1$ と基準ピーク電流 $I_{pre f}$ は、いずれか一方を固定した定数とすれば、他方も定数となる関係にあるので、いずれか一方を定数に設定すればよい。上述の第1、第4実施の形態においては、基準ピーク電流 $I_{pre f}$ を固定値としてから、その時のオン時間 $T_1$ を計測して得たが、オン時間 $T_1$ を特定の固定時間とし、オン時間 $T_1$ の終了時に一次巻線2aに流れる一次巻線電流 $I_p$ を検出して基準ピーク電流 $I_{pre f}$ を得てもよい。

【0167】

【発明の効果】

以上説明したように、請求項1と請求項5の発明によれば、各回路素子の回路定数にばらつきがあっても、出力時間 $T_2$ が変化するだけで、変化する出力時間 $T_2$ を求めてから定電流制御する為のオフ調整時間 $T_3$ を得る(1)式には影響しないので、量産しても高精度に定電流制御を行うことができる。

【0168】

また、出力電流 $I_{20}$ の仕様が異なるスイッチング電源回路であっても、基準ピーク電流 $I_{pre f}$ 若しくはオフ調整時間 $T_3$ を変更するだけで、同一の回路部品と装置で定電流出力制御を行うことができる。

【0169】

請求項2と請求項6の発明によれば、各回路素子の回路定数にばらつきがあっても、出力時間 $T_2$ が変化するだけで、変化する出力時間 $T_2$ を求めてから定電流制御する為の設定電流 $I_{p\_set}$ を得る(2)式には影響しないので、量産しても高精度に定電流制御を行うことができる。

【0170】

また、出力電流 $I_{2o}$ の仕様が異なるスイッチング電源回路であっても、設定電流 $I_{p\_set}$ を変更するだけで、同一の回路部品と装置で定電流出力制御を行うことができる。

【0171】

更に、発振の周期を固定したまま、整流平滑化回路の出力を高精度に定電流出力制御することかできるので、回路が簡略化できる。

【0172】

更に、出力電圧の定電圧制御を行う回路部品と装置を、ほぼそのまま利用して定電流制御を行うことができる。

【0173】

また、請求項3、4、7、8の発明によれば、トランスの二次側の検出結果を一次側へ伝達するための信号伝達素子を設ける必要がなく、一次側の回路のみで定電流制御が可能となる。

【0174】

また、請求項9の発明によれば、オン時間 $T_1$ 、出力時間 $T_2$ 及び(1)式の定数を乗じた比較時間 $T_{2\_ref}$ をそれぞれ電圧換算した $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$ 及び $V_{T2\_ref}$ で表すので、演算処理することなく、コンパレータを用いた比較回路で、(1)式を満たすオフ調整時間 $T_3$ を得ることができる。

【0175】

また、請求項11の発明によれば、電圧である電圧降下 $V_{ip}$ と設定電位 $V_{i\_set}$ を比較して、ターンオフする際の一次巻線電流 $I_p$ を設定電流 $I_{p\_set}$ とするので、電流値に換算処理することなく、コンパレータを用いた比較回路で簡単に

比較できる。

【0176】

更に、請求項10と請求項12の発明によれば、トランスの一次側電流と発振用スイッチ素子の動作間に回路動作上の遅れ $\delta t$ があっても、精度よく出力電圧制御を行うことができる。

【0177】

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1実施の形態に係るスイッチング電源回路50の回路図である。

【図2】

スイッチング電源回路50の各部の電圧若しくは電流波形を拡大して示し、

(a) は、トランス2の一次巻線2aに流れる電流 $I_p$ を、

(b) は、トランス2の二次出力巻線2bに流れる電流 $I_s$ を、

(c) は、トランス2の一次巻線電圧 $V_{2a}$ を、

それぞれ示す波形図である。

【図3】

ターンオン後にトランス2の一次巻線2aに流れる電流 $I_p$ と、ターンオン後の時間 $t$ との関係を示すグラフである。

【図4】

本発明の第3実施の形態に係るスイッチング電源回路60の回路図である。

【図5】

本発明の第4実施の形態に係るスイッチング電源回路80の定電流出力制御装置8を示す回路図である。

【図6】

本発明の第5実施の形態に係るスイッチング電源回路70の定電流出力制御装置7を示す回路図である。

【図7】

従来のスイッチング電源回路100の回路図である。

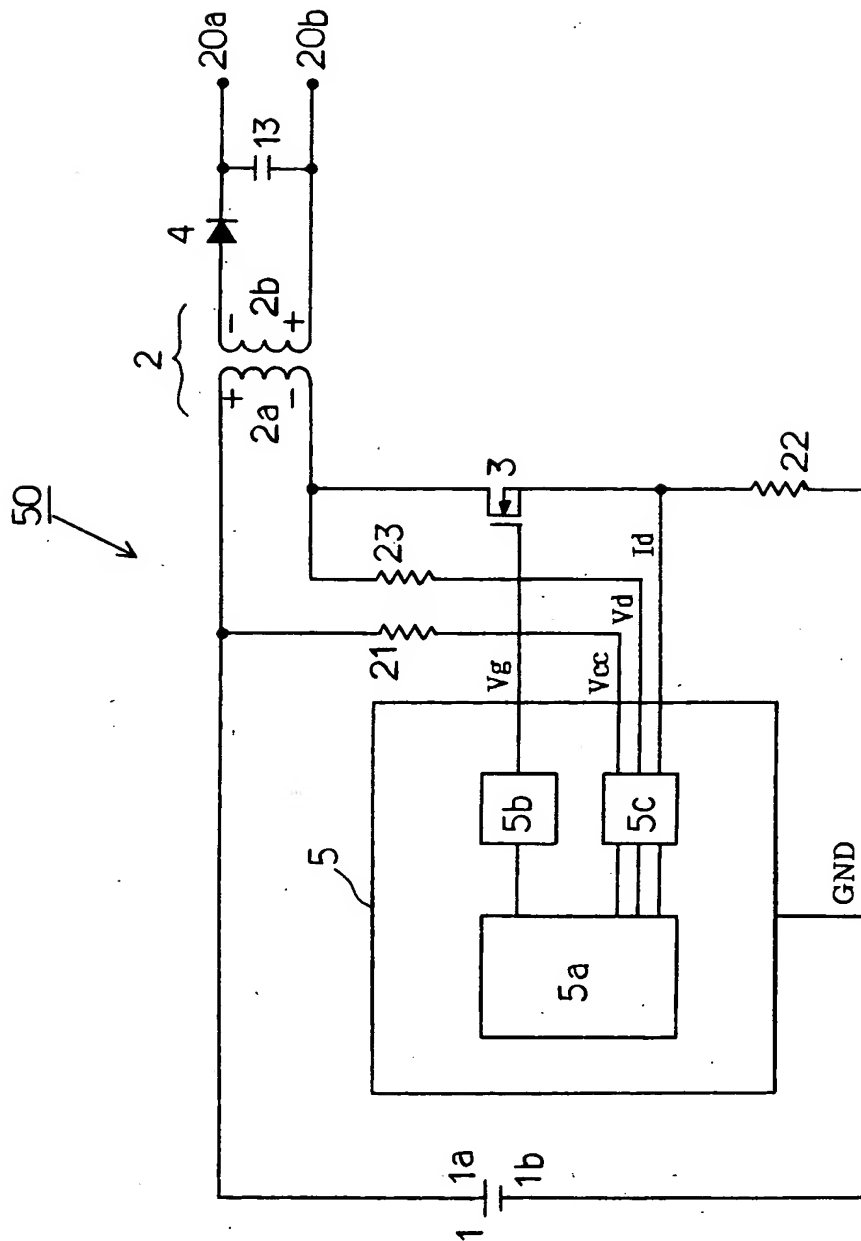
【符号の説明】

1	直流電源
2	トランス
2 a	一次巻線
2 b	二次出力巻線
2 c	副巻き線
3	発振用スイッチ素子
4	整流用ダイオード（整流平滑化回路）
5、6、7、8	スイッチ制御回路
1 3	平滑コンデンサ（整流平滑化回路）
2 2	I <sub>p</sub> 検出抵抗
8 3	コンパレータ（出力時間検出部）
8 8	コンパレータ（電流比較回路）
9 1	T <sub>2</sub> 時間－電圧変換回路（演算部）
9 2	T <sub>3</sub> ' 時間－電圧変換回路（経過時間計測部）
9 3	T <sub>1</sub> 時間－電圧変換回路（オン時間検出部）
9 7	コンパレータ（調整時間算出回路、オフ時間比較回路）
T	発振周期
T <sub>c</sub>	固定発振周期
T <sub>1</sub>	オン時間
T <sub>2</sub>	整流平滑化回路に出力が表れる出力時間
T <sub>2 ref</sub>	比較時間
T <sub>3</sub>	オフ調整時間
T <sub>3</sub> '	オフ経過時間
V <sub>cc</sub>	直流電源の電源電圧
V <sub>2 a</sub>	一次巻線電圧
V <sub>2 c</sub>	副巻き線電圧
V <sub>i p</sub>	I <sub>p</sub> 検出抵抗による電圧降下
V <sub>i s e t</sub>	設定電位
I <sub>p</sub>	一次巻線電流

$I_{p\ set}$	設定電流
$I_{2o}$	出力電流
$I_{2o\ set}$	設定出力電流
$I_{p\ ref}$	基準ピーク電流
$I_d$	一次側電流検出部
$N_p$	一次巻線の巻数
$N_s$	二次出力巻線の巻数
$L_p$	一次巻線のインダクタンス
$\delta t$	一次巻線電流 $I_p'$ を検出した後、発振用スイッチ素子がオン制御を停止するまでの時間差
$r_{ip}$	$I_p$ 検出抵抗の抵抗値

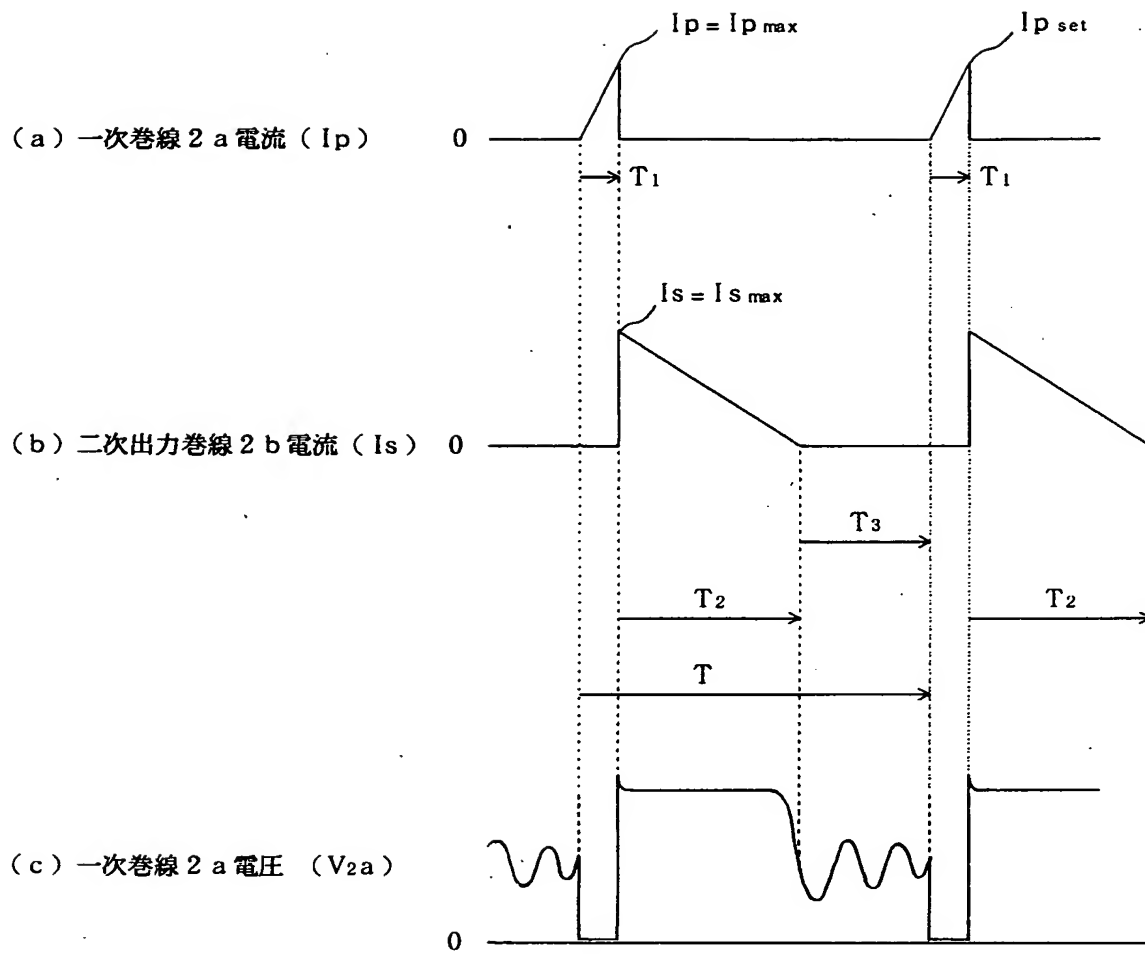
【書類名】 図面

【図 1】

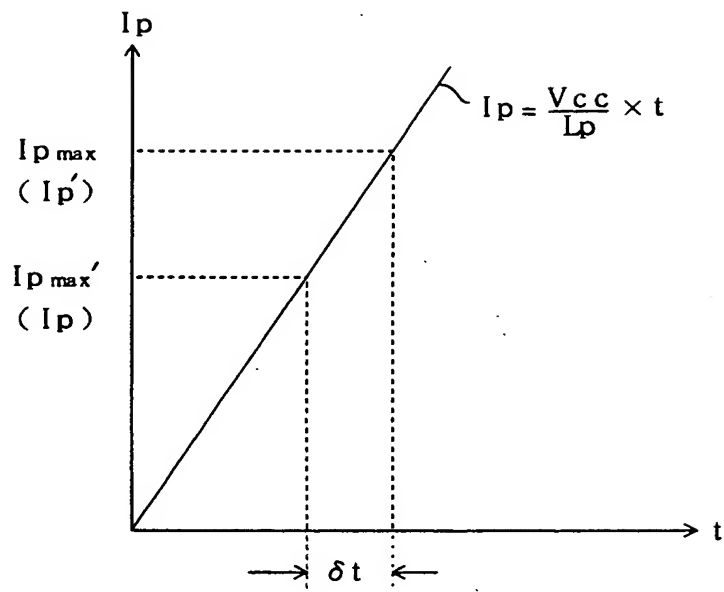




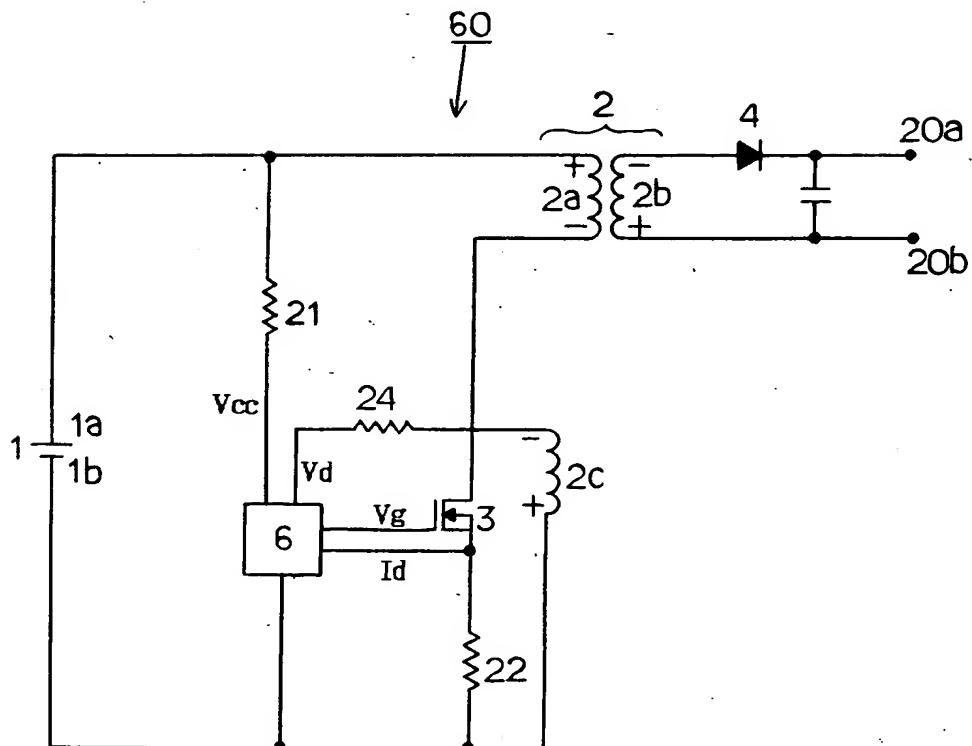
【図 2】



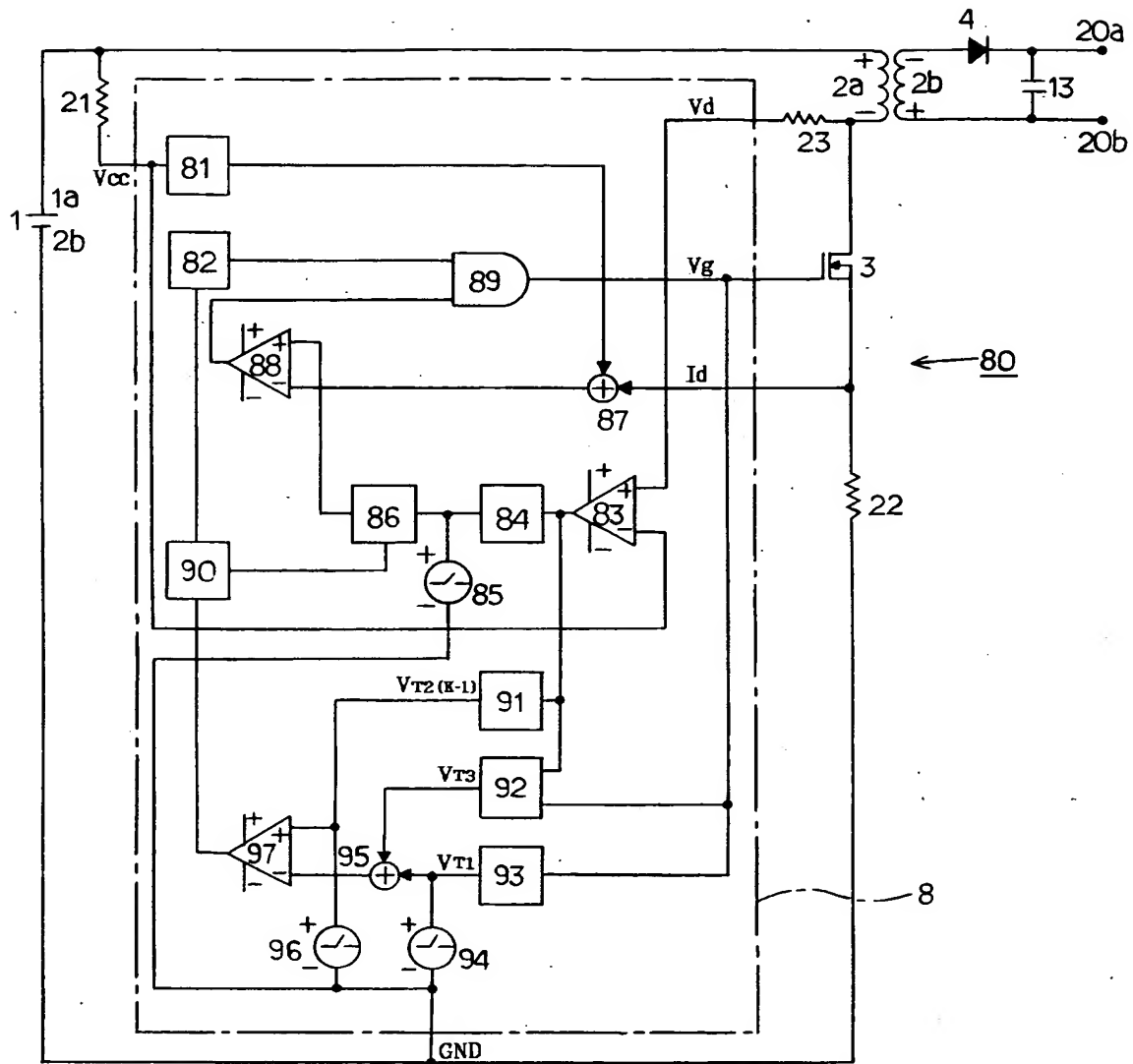
【図 3】



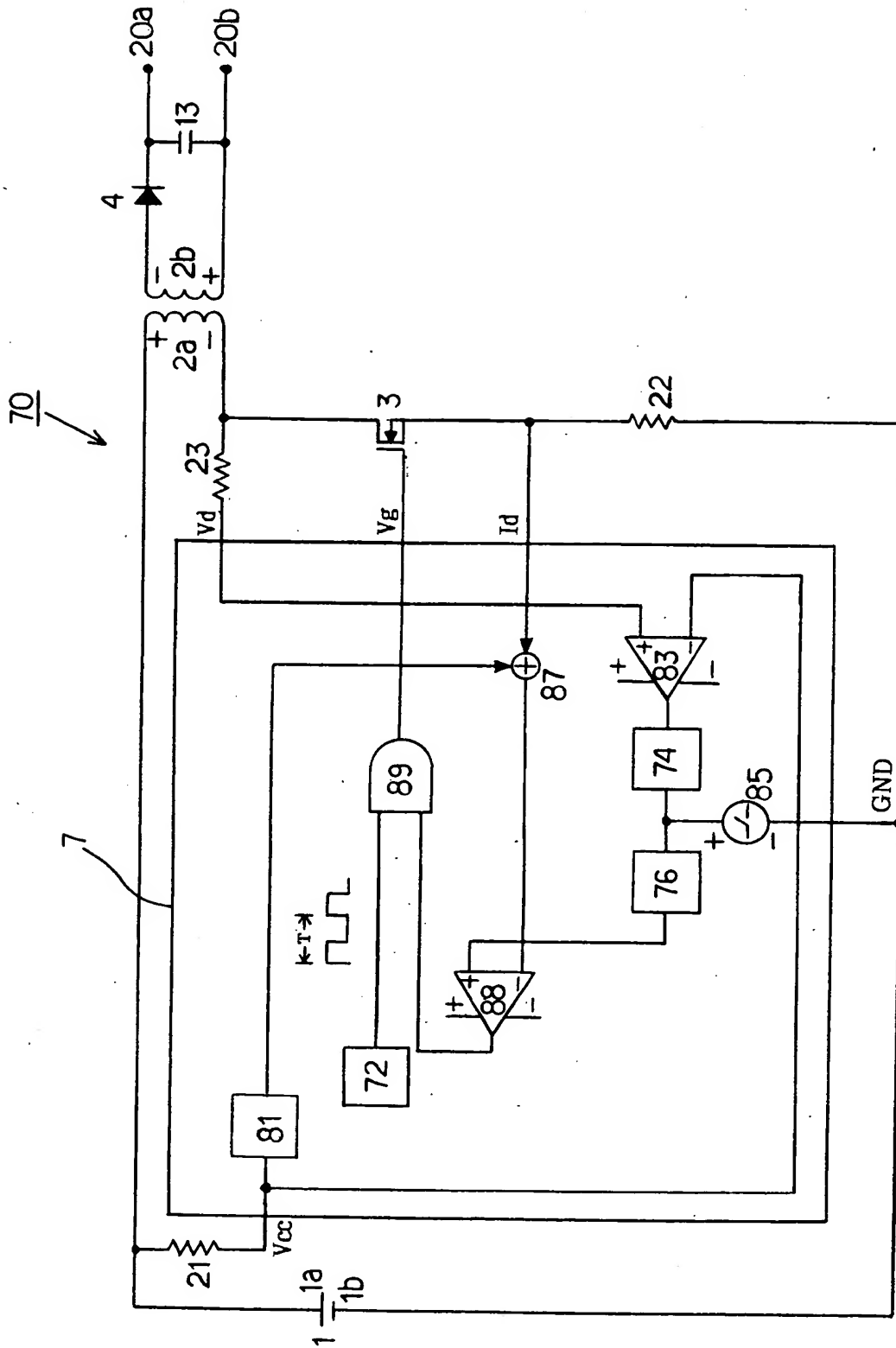
【図 4】



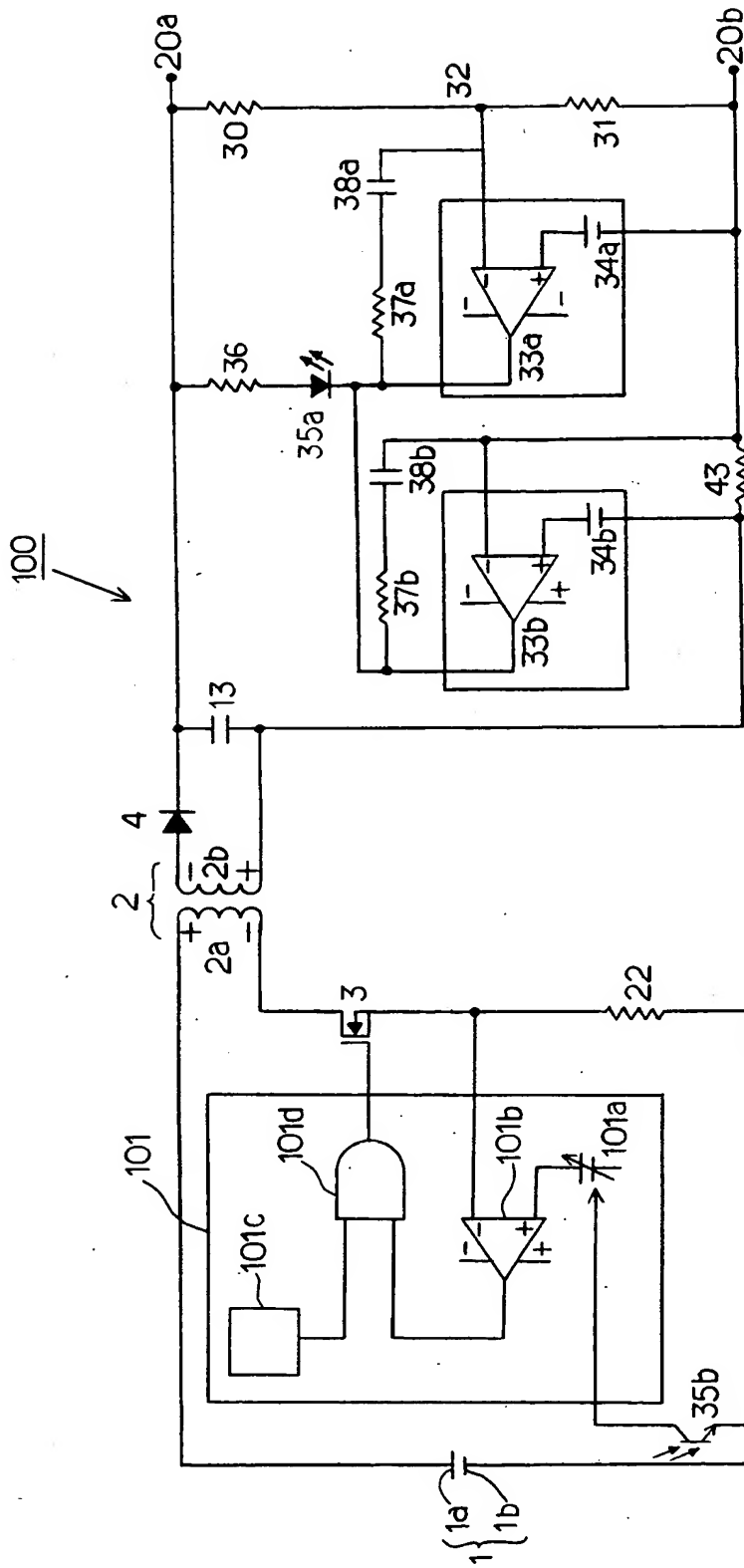
【図 5】



【図 6】



【图 7】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 使用する回路素子や集積回路にばらつきがあっても、高精度に整流平滑化回路（４、１３）の出力電流  $I_{2o}$  を定電流制御可能なスイッチング電源回路の定電流出力制御方法とその装置を提供する。

【解決手段】 定電流制御しようとする整流平滑化回路（４、１３）の設定出力電流を  $I_{2o\ set}$ 、一次巻線（２ａ）の巻数を  $N_p$ 、二次出力巻線（２ｂ）の巻数を  $N_s$ 、一発振周期（ $T$ ）内で一次巻線（２ａ）を励磁する発振用スイッチ素子（３）のオン時間を固定時間とした  $T_1$ 、オン時間  $T_1$  終了時に一次巻線（２ａ）に流れる電流を基準ピーク電流  $I_{p\ ref}$ 、整流平滑化回路（４、１３）の出力に表れる出力時間  $T_2$  とし、

$$T_3 = T_2 \times (N_p + N_s \times I_{p\ ref} \div 2 + I_{2o\ set} - 1) - T_1 \cdots (1) \text{式}$$

とからオフ調整時間  $T_3$  を求め、

出力時間  $T_2$  とオフ調整時間  $T_3$  の和からなるオフ時間経過後に、次の発振のために発振用スイッチ素子（３）をオン制御する。その周期  $T$  での整流平滑化回路（４、１３）の出力電流  $I_{2o}$  は、設定出力電流  $I_{2o\ set}$  となり、これを繰り返すことにより定電流出力制御ができる。

【選択図】 図５

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2003-026178
受付番号	50300169116
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0092
作成日	平成15年 2月 4日

<認定情報・付加情報>

【提出日】 平成15年 2月 3日

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000102500]

1. 変更年月日	2002年12月 4日
[変更理由]	名称変更
住 所	東京都品川区戸越6丁目5番5号
氏 名	SMK株式会社